

THÈSE

présentée
pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE

Spécialité : Génie Electrique

par

Jérôme VALLON

DEA Génie Electrique

Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes.

Soutenue le 17 Décembre 2003 devant le jury composé de

MM.	Gérard	COQUERY	Président et Rapporteur
	Christian	SCHAEFFER	Rapporteur
	Yvon	CHERON	
	François	FOREST	
	Jean-Jacques	HUSELSTEIN	
	Frédéric	RICHARDEAU	
	Michel	PITON	Invité

Résumé

L'étude de la fiabilité en électronique de puissance est un vaste problème impliquant l'interaction de contraintes multiples, d'imperfections physiques et technologiques des constituants, allant du cristal au circuit de puissance. En premier lieu, nous avons établi une méthodologie d'essais de fiabilité en nombre et en durée, visant à placer des cellules de commutation à modules IGBT en régime de fortes contraintes maîtrisées. Ensuite, une étude des mécanismes de défaillance de ces composants en situation de commutation nous a permis de concevoir un système de confinement efficace. Sur cette base, nous avons conçu et dimensionné un premier prototype de test, basé sur la méthode d'opposition entre deux cellules de commutation. Ce convertisseur a été validé expérimentalement et nous a permis de démarrer la première campagne d'essais sur un nombre restreint de composants (quatre modules IGBT). Les premiers résultats sont présentés dans ce mémoire.

Mots Clefs

- | | |
|-----------------------------|-------------------|
| ✓ fiabilité | ✓ dégradations |
| ✓ IGBT | ✓ vieillissement |
| ✓ électronique de puissance | ✓ thermique |
| ✓ méthode d'opposition | ✓ caractérisation |

Abstract

The reliability approach in power electronics is a complex problem including the coupling of current / voltage surges, physical and technological imperfections, from the die to the power circuit. First of all, we define a methodology based on the monitoring of a great number of components, during a long time campaign. Components are 600V-50A-20kHz IGBT-diodes modules working in PWM inverter cells owing to an original opposition method. An exhaustive study of cell-switching failure modes allowed us to design a suitable and efficient protection. Afterwards, a complete reliability test bench was carried out with electrical and thermal monitoring. A preliminary screening protocol was also applied. The first results are presented in this thesis.

Keywords

- | | |
|---------------------|--------------------|
| ✓ reliability | ✓ degradations |
| ✓ IGBT | ✓ ageing |
| ✓ power electronics | ✓ thermal |
| ✓ opposition method | ✓ characterization |
-

Avant-Propos

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein du groupe Convertisseurs Statiques du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle (LEEI) (INPT-ENSEEIH-CNRS). Ils ont été et sont toujours le fruit d'une collaboration étroite entre le LEEI et le LEM (Université de Montpellier II). Durant cette thèse, l'équipe CIP (Composants et Intégration de Puissance) du LAAS s'est jointe au projet. Précisons que ces travaux ont reçu une aide financière du GIRCEP.

Au terme de cette thèse, je tiens à remercier :

Monsieur Gérard Coquery, directeur de recherche au Laboratoire des Technologies Nouvelles de l'INRETS, pour avoir accepté la fonction de rapporteur de mes travaux ainsi que la présidence du jury de soutenance.

Monsieur Christian Schaeffer, professeur à l'ENSIEG et chercheur au LEG, pour avoir accepté d'être un des rapporteurs de mes travaux.

Monsieur Yvon Cheron, directeur de recherche au CNRS et directeur du LEEI, pour m'avoir accepté au sein du laboratoire dans un premier temps, puis pour avoir accepté d'encadrer cette thèse.

Monsieur François Forest, Professeur à l'université Montpellier II et chercheur au LEM, pour avoir co-encadré ces travaux. Grâce à ses idées géniales et sa bonne humeur quotidienne, ces trois ans de thèse se sont déroulés dans les meilleures conditions.

Monsieur Jean-Jacques Huselstein, Maître de conférences à l'université Montpellier II et chercheur au LEM, pour son aide primordiale à la réalisation de ce projet. Ses idées aussi ingénieuses que prolifères et ses compétences dans de multiple domaines ont été deux alliés de poids pour la réalisation de la maquette expérimentale.

Monsieur Michel Piton, ingénieur à Alstom Transport et correspondant auprès du GIRCEP, pour avoir apporté une vision industrielle à nos travaux.

Monsieur Frédéric Richardeau, chargé de recherche au LEEI, pour le suivi et l'aide considérable apportée durant ces trois années. Une seule phrase ne suffit pas pour résumer mes sentiments. L'encadrement (et même la formation) d'un jeune étudiant "fraîchement diplômé", n'ayant aucune connaissance "pratique" de l'électronique de puissance est une tâche ardue. Les qualités de Frédéric, telles que ses connaissances vastes et en perpétuelles expansions, ses qualités humaines (notamment son écoute et sa disponibilité) ont permis de travailler en complète collaboration. Le terme de collaboration n'est pas trop fort pour résumer nos relations durant ces trois années. Sa rigueur scientifique nous a permis de ne pas nous égarer et de construire un cheminement clair pour aborder cette thématique naissante et vaste. Par ces lignes, qu'il reçoive toute mon admiration et toute ma gratitude.

Ces trois années de recherche ont été embellies par un volet enseignement relativement intense. Je tiens d'abord à remercier Madame Maria Pietrzak-David, directrice du département de formation Génie Electrique / Automatique de l'ENSEEIH, pour m'avoir autorisé à effectuer un grand nombre d'heures de vacation. Durant ces heures, j'ai pu côtoyer des enseignants compétents et passionnés. Je tiens à saluer Michel Metz, Henri Schneider, Jean-François Rouchon ainsi que Frédéric Richardeau et à leur dire que ça a été une joie de travailler avec eux durant ces années.

Je tiens également à remercier l'ensemble du personnel autre qu'enseignants et chercheurs du laboratoire, pour leur aide très précieuse. Je pense tout particulièrement :

- au staff informatique du laboratoire : Jacques Benaïoun, Philippe Azema et Jean Hector.
- aux techniciens et ingénieurs : Olivier Durrieu, Jean Marc Blaquièrre, Didier Ginibrière, pour leur disponibilité et leur aide précieuse dans toutes mes réalisations expérimentales.
- au personnel administratif pour leurs tâches quotidiennes.

Enfin, toutes ces années se sont parfaitement bien déroulées grâce à l'ambiance de franche camaraderie qui règne entre les doctorants de ce laboratoire. Il m'est impossible de citer tous le monde mais, je pense en particulier :

- Aux anciens : Christophe Turpin, Martin Aime, Jérôme Fadat (transfuge du LEM), Jean-Louis Auge (transfuge du LGET)...
- A ceux de ma génération : Laurent Peyras, dit "pinpin", Jérémie Regnier...
- A la nouvelle génération : Rémi Saisset, Nicolas Roux, Jérôme "pastis" Duval, Lauric Garbuio, Sylvain Canat, Christophe Viguière...

Mes dernières pensées seront pour ma famille et mes amis qui ont su m'aider et me soutenir durant ces trois ans.

... A mon papa parti trop tôt...

SOMMAIRE

<u>Introduction générale</u>	1
<u>CHAPITRE I : Introduction sur la fiabilité en électronique de puissance</u>	
1.1 Introduction	3
1.2 Enjeux et problématiques de la fiabilité	3
1.3 Méthodologie	4
1.4 Objectifs	5
1.5 Terminologie et état de l'art	6
1.5.1 Terminologie de la sûreté de fonctionnement	6
1.5.1.1 La fiabilité	6
1.5.1.2 Défaillance et mode de défaillance	7
1.5.1.3 Taux de défaillance	7
1.5.2 Expressions mathématiques de la sûreté de fonctionnement	9
1.5.2.1 Expression de la fiabilité	9
1.5.2.2 Le taux de défaillance	9
1.5.2.3 Temps moyen de non défaillance	9
1.5.2.4 Cas de la loi exponentielle	10
1.5.3 Méthodologie utilisée	10
1.5.4 Etat de l'art sur la fiabilité des composants de puissance	11
1.5.4.1 Taux de défaillance des semi-conducteurs	11
a) Rappels généraux sur les causes de défaillance des composants électroniques	11
b) Les différentes sources de données de fiabilité	12
c) Exploitation des données du CNET pour un transistor de puissance	12
1.5.4.2 Travaux de recherche sur la fiabilité des composants de puissance	13
1.6 Exemples d'application	15
1.6.1 Calcul de fiabilité des structures : cas d'une redondance	15
1.7 Conclusion	18
<u>CHAPITRE II : Dégradations et défauts de l'IGBT - modes de défaillance d'une cellule de commutation</u>	
2.1. Introduction	19
2.2 Définition du vecteur de test	19
2.3. Présentation des composants semi-conducteurs de puissance	20
2.3.1. La diode de puissance : principe physique	20
2.3.2 L'IGBT : principe physique et technologie	21
2.3.2.1 Technologie NPT (Non Punch Trough) ou homogène	23
2.3.2.2 Technologie PT (Punch Trough) ou épitaxiée	24
2.3.2.3 Technologie Trench Gate ou grille enterrée	24
2.3.3 Procédé de fabrication : du wafer au module IGBT complet	26

2.3.3.1 Formation des jonctions	26
a) L'épitaxie	26
b) La diffusion	26
c) L'implantation ionique	26
d) L'oxydation thermique	26
e) Masquage, création de motifs	27
f) Le contrôle de durée de vie des porteurs	27
2.3.3.2 Traitement des surfaces, préparation des connexions	27
a) Le contournage	27
b) La passivation	27
c) La métallisation	28
d) La connexion	28
2.3.3.3 L'encapsulation	28
2.3.4 Comportement électrique du module IGBT au sein d'une cellule de commutation	29
2.3.4.1 Caractéristiques statiques de l'IGBT et de la diode	29
2.3.4.2 Caractéristiques dynamiques de l'IGBT et la diode	30
2.3.4.3 Etude d'une commutation à l'amorçage et au blocage	31
a) Amorçage d'un IGBT	32
b) Blocage d'un IGBT	33
2.3.5 Contraintes limites – régimes extrêmes	33
2.3.5.1 Limite thermique locale	34
2.3.5.2 L'avalanche électronique	34
2.3.5.3 Retournement ou Latch-up	35
2.3.5.4 Claquage de la grille	35
2.3.5.5 cas particulier de la diode	35
2.3.5.6 Résumé	36
2.3.6 Mécanismes de dégradation et modes de défaillance des modules IGBT	36
2.3.6.1 Pourquoi ?	36
2.3.6.2 Les causes	37
a) Les effets du cyclage thermique	37
b) La corrosion	40
c) L'électromigration	41
d) Le phénomène de décharges partielles	42
e) Les effets du rayonnement cosmique	43
f) Le vieillissement des oxydes de grille	44
2.3.7 Conclusion	46
2.4 Les condensateurs électrochimiques en électronique de puissance	48
2.4.1 Introduction	48
2.4.2 Constitution d'un condensateur	48
2.4.3 Principes physiques	48
2.4.4 Modélisation	49
2.4.5 Limites physiques et technologiques	50
2.4.6 Vieillessement et modes de défaillance	50
2.4.6.1 Les causes de défaillance	50

a) Altérations chimiques	51
b) Rupture des connexions	51
c) Perte d'électrolyte	51
2.4.7 Conclusion	54
2.5 Modes de défaillance d'une cellule de commutation (AMDEC)	54
2.5.1 Introduction	54
2.5.2 Présentation de la méthode	54
2.5.3 Application à la cellule de commutation	55
2.5.4 Conclusion et stratégie proposée	56
2.6 La protection des interrupteurs de puissance	56
2.6.1 Les différents types de court-circuit dans une cellule de commutation de type onduleur	56
2.6.2 Protections : principes généraux, état de l'art	58
2.6.3 Protections choisies pour notre étude	59
2.6.3.1 Détection des court-circuits	59
2.6.3.2 Protection contre les surtensions au blocage du court-circuit	59
a) Cas du court-circuit de type I	59
b) Cas du court-circuit de type II	60
2.7 Conception du driver	61
2.8 Validations expérimentales des protections	62
2.8.1 Essais de court-circuits préliminaires	62
2.8.1.1 Court-circuit de type I	62
2.8.1.2 Court-circuit de type II	64
2.8.2 Dimensionnement de la Protection contre les surtensions en type II	65
2.8.2.1 Pré-requis	65
2.8.2.2 Relevés de commutation et paramétrage des modèles électriques équivalents	66
2.8.2.3 Simulation de court-circuits et validations expérimentales	68
2.8.2.4 Commutation au blocage – ajustement de la résistance de grille	70
2.9 Conclusion du chapitre	72

CHAPITRE III : Conception et dimensionnement du module de conversion

3.1. Introduction	74
3.1.1 Rappel de la finalité des essais de fiabilité	74
3.1.2 Cahier des charges du banc de test	74
3.1.3 Solution proposée	75
3.2. Topologie du module de conversion	76
3.2.1. Présentation de la méthode d'opposition	76
3.2.2 Structure retenue	78
3.2.3 Principe de fonctionnement	80
3.2.4. Dimensionnement des composants et élaboration d'une commande	82
3.2.4.1 Schéma du pont	82
3.2.4.2 Dimensionnement	83

a) Condition de fonctionnement	83
b) Détermination des condensateurs de filtrage	84
c) Dimensionnement des inductances de filtrage	88
d) Dimensionnement de l'inductance d'opposition	90
3.2.4.3 Structure de la commande	91
3.2.5 Simulation sous Saber	92
3.2.5.1 Schéma du pont	93
3.2.5.2 Résultats des simulations	94
3.2.5.3 Conclusion sur la simulation	99
3.3. Dimensionnement et validation d'un système de refroidissement	99
3.3.1. Calcul analytique des pertes	99
3.3.2. Validations thermiques	103
3.3.2.1 Principe de l'essai	103
3.3.2.2 Protocole de la mesure	104
3.3.2.3 Résultats et commentaires	105
3.3.3.6 Conclusion	106
3.4 Elaboration d'une commande numérique pour la méthode d'opposition	106
3.4.1 Introduction : contraintes de la méthode d'opposition	106
3.4.2 Principe et structure de la stratégie de commande par décalage	107
3.4.2.1 Principe de la commande par décalage	107
3.4.2.2 Structure de la commande	108
a) Programme	108
b) Implémentation de la carte	109
3.4.3. Validations expérimentales	110
3.4.3.1 Conditions des essais	110
3.4.3.2 Résultats	110
3.4.4 Mesures de pertes grâce à la méthode d'opposition	112
3.4.4.1 Conditions des mesures	112
3.4.4.2 Résultats et commentaires	112
3.4.5. Conclusion	115
3.5. Régulation de la température de semelle des modules IGBT	115
3.5.1. Introduction : nécessité d'une régulation de température	115
3.5.2. Principe de la régulation de température de semelle des modules IGBT	116
3.5.3. Dimensionnement de la régulation de température	116
3.5.4. Présentation de la carte de régulation	119
3.5.5. Validations expérimentales	120
3.5.6. Conclusion	122
3.6 Simulations couplées électro-thermo-fluidique	123
3.6.1 Contexte	123
3.6.2 Présentation de la plate-forme de simulation	123
3.6.3 Principe de la simulation couplée	124
3.6.4 Principaux résultats expérimentaux et discussion	125
3.7 Thermographie infrarouge et bilan thermique	127
3.7.1 Objectifs	127

3.7.2 Protocole des essais	127
3.7.3 Résultats principaux	127
3.7.3.1 Pour un flux constant (75W/puce)	127
3.7.3.2 Pour un débit de ventilation constant	128
3.7.4 Bilan thermique	130
3.8. Assemblage et réalisation du module de conversion	131
3.8.1 Réalisation pratique	131
3.8.2 Influence de l'apparition d'un défaut sur un pont	132
3.8.2.1 Introduction : la théorie des dominos	132
3.8.2.2 Présentation des phases de simulation	132
3.8.2.3 Conditions de simulation	133
3.8.2.4 Résultats	133
a) défaut d'ouverture d'une diode	133
b) Défaut d'ouverture d'un IGBT	135
c) Défaut de court-circuit type I et type II	136
3.8.3 Alimentation du module de conversion	137
3.9. Autres applications envisageables pour le module de conversion	138
3.9.1 Autres essais de fiabilité	138
3.9.2 Caractérisation de composants	139
3.9.3 Tests de qualité renforcés	139
3.9.4 Autres essais envisageables	139
3.10. Conclusion du chapitre	139

CHAPITRE IV : Premier essai à long terme du module de conversion

4.1. Introduction	141
4.2. Conditions de l'essai et stratégie mise au point	141
4.2.1. Protocole de l'essai	142
4.3 Instrumentation et surveillance électrothermique du module de	143
4.3.1. Introduction : but de la surveillance électrothermique	143
4.3.2. Structure générale de l'acquisition de données	143
4.3.3. Présentation de l'instrumentation	144
4.3.3.1 Les mesures de température	144
4.3.3.2 Les mesures de courants	145
4.3.3.3 Les mesures de tensions	145
4.3.3.4 Informations numériques	145
4.3.4. Réalisation de la carte d'interface – liaison avec le PC	147
4.3.5. Génération de l'historique électrothermique	148
4.3.5.1 Présentation du programme développé sous Labview	148
4.3.5.2 Réalisation	149
4.3.5.3 Validation	151
4.3.6 Conclusion	152
4.4. Caractérisation des modules IGBT et des condensateurs	153

4.4.1. Introduction : pourquoi une caractérisation ?	153
4.4.2. Protocole de caractérisation des condensateurs électrochimiques	153
4.4.3. Protocole de caractérisation des modules IGBT	154
4.3.3.1. Caractérisations statiques	154
a) Caractéristique de sortie ($I_c = f(V_{ce})$)	154
b) Caractéristique de transfert de l'IGBT ($I_c = f(V_{ge})$ à V_{ce} donnée)	155
c) Courant de fuite et tension d'avalanche de chaque interrupteur	156
d) La "gate charge" de l'IGBT ($V_{ge}(t)$ à I_g constant)	156
4.3.3.2. Caractérisations dynamiques	157
4.5. Premiers résultats de vieillissement	158
4.5.1. Dépouillement des données enregistrées sous Labview™	158
4.5.1.1 Les mesures de température de semelle des modules IGBT	159
4.5.1.2 Les mesures de température des condensateurs	160
4.5.1.3 Les mesures des grandeurs électriques	161
4.5.2. Résultats des campagnes de caractérisation	162
4.5.2.1 Caractérisation des modules IGBT	163
4.5.2.2 Caractérisation des condensateurs	163
4.6 Conclusions du chapitre	164
 <u>Conclusion générale et perspectives</u>	 165
 <u>Références Bibliographiques</u>	 167

Introduction Générale

Introduction Générale

Le domaine particulier du génie électrique qu'est l'électronique de puissance a connu, comme tout domaine scientifique, un essor important durant ces dernières années. Beaucoup d'actions de recherche (aussi bien universitaires qu'industrielles) sont à l'origine de l'expansion et de la richesse de ce domaine. Pour améliorer les performances de l'outil de production industrielle, on fait de plus en plus appel à la conversion statique d'énergie. Les fruits de cette expansion sont : l'émergence de nouveaux composants de puissance (GTO, IGBT), de nouvelles structures de conversion (convertisseurs multicellulaires...), la diminution des contraintes lors des commutations (structure à commutation douce) et l'apparition de convertisseur "propre" (absorption sinusoïdale, filtrage actif)...

A l'instar de toutes ces avancées, des études sont aussi menées sur des problématiques de fiabilité et de sûreté de fonctionnement de ces dispositifs. La thématique de recherche du LEEI intitulée "sûreté de fonctionnement et disponibilité des convertisseurs statiques", à laquelle ce travail est rattaché, a donné lieu à des progrès dans ce domaine. Les travaux présentés dans ce mémoire sont les premiers concernant la fiabilité de composants de puissance (modules IGBT) soumis à de très fortes contraintes, en régime de fonctionnement de type "modulation sinusoïdale". D'autres études ont été menées sur la fiabilité des composants de puissance mais pour des IGBT de calibre différent (forte ou faible puissance) et soumis à des contraintes totalement différentes (cyclage thermique dans le premier cas et régime de fonctionnement linéaire dans l'autre). Notre approche originale de la fiabilité se démarque de celles adoptées dans notre domaine.

L'étude de la fiabilité de modules IGBT, comme nous l'envisageons, passe nécessairement par la réalisation d'essais en nombre et en durée, sous contraintes fixes. Ces contraintes sont choisies fortes (haute température, forte densité de courant, tension élevée) de manière à accélérer les processus provoquant la dégradation et/ou le vieillissement de ces composants, entraînant à terme leur défaillance. Par une approche complète de cette problématique (suivi des contraintes, surveillance des composants et caractérisation régulières), il sera possible d'obtenir des données quantitatives sur le taux de vieillissement ou le taux de dérive des paramètres de ces composants, et des données qualitatives sur le mode de défaillance et le mode de dérive ainsi observé. Toutes ces données seront corrélées au composant (technologie, matériaux employés...) et aux contraintes (en nature et en amplitude). Les perspectives de ces travaux sont multiples, concernant notamment la fiabilité des structures de conversion, le dimensionnement de ces structures en vue d'objectifs de fiabilité, le durcissement des technologies de composant actuelles

Dans le but d'introduire cette problématique nouvelle, ce mémoire est composé de quatre chapitres.

Tout d'abord, le premier chapitre nous présente en détails la problématique de la fiabilité en électronique de puissance. La définition de cette problématique nous a permis de mettre en place une méthodologie, basée sur l'étude d'une cellule de commutation complète, afin d'atteindre les objectifs que nous nous sommes fixés. Un bref état de l'art sur la fiabilité des composants de puissance permet de positionner notre approche.

Ensuite, le deuxième chapitre est consacré aux objets de nos études de fiabilité, à savoir le module IGBT et les condensateurs électrolytiques. Dans chaque cas, une brève présentation du composant permet d'introduire un état de l'art sur les mécanismes de dégradation et de vieillissement survenant au cours de son fonctionnement. Ces dégradations entraînent inévitablement des défaillances. Une analyse des modes de défaillance de la cellule de commutation a permis de concevoir le premier élément du futur banc de test de fiabilité, à savoir la commande rapprochée des modules IGBT.

Le troisième chapitre de ce mémoire est axé sur la conception et le dimensionnement de tous les autres éléments du banc de test : le module de conversion. Ce module de conversion est basé sur la mise en opposition de deux cellules de commutation. Tous les aspects de la conception de ce banc sont abordés : le dimensionnement et la simulation de la structure de puissance, le dimensionnement thermique du refroidisseur, le comportement thermique d'une puce à haute température au sein d'un assemblage de puissance, la conception d'une commande numérique et le comportement du système complet.

Enfin, le dernier chapitre est consacré au démarrage du premier essai de fiabilité à échelle réduite (quatre modules IGBT et huit condensateurs). La mise en oeuvre du banc pour cet essai a nécessité la conception d'un système "informatisé" de surveillance électrothermique. Ce dispositif enregistre régulièrement les contraintes appliquées aux composants sous test. Cette surveillance "on line" est complétée par une caractérisation régulière des composants. Cette caractérisation a pour but d'observer l'évolution éventuelle des paramètres physiques des modules IGBT et des condensateurs. Les premiers résultats de cet essai, au bout de 3000 heures de fonctionnement, sont présentés à la fin de ce chapitre.

CHAPITRE I

Introduction sur la fiabilité en électronique de puissance

1.1 Introduction

Depuis une trentaine d'années, l'électronique de puissance s'est largement développée dans toutes les directions. Des progrès significatifs ont été réalisés sur la conception de nouvelles structures de conversion. Les méthodes de commande et les architectures de commande numérique ont également connu une évolution importante ces dernières années. A titre d'exemple, nous pouvons citer l'émergence des structures multicellulaires génériques et performantes, couvrant de vastes domaines d'applications comme l'alimentation de moteurs, le prélèvement sinusoïdal sur réseau moyenne tension, et enfin le conditionnement des réseaux eux-mêmes.

A l'opposé de cette évolution très marquée des structures de conversion et des technologies associées, nous constatons que les méthodes systématiques de construction de la fiabilité et de démonstration de la fiabilité sont peu répandues et n'ont guère évolué ces dix dernières années. Seul le domaine de la traction, connu pour soumettre les assemblages de puissance à un fort cyclage actif, fait l'objet de travaux nombreux et soutenus sur des problèmes de dégradations thermo-mécaniques. Ce constat nous amène donc à souligner le "décalage" grandissant entre le niveau de maturité applicatif et les approches actuelles de la sûreté de fonctionnement.

1.2 Enjeux et problématiques de la fiabilité

La fiabilité est un vaste domaine contribuant à la compréhension, à la modélisation et à la prédiction des mécanismes de dégradation et de vieillissement susceptibles de conduire le composant à la défaillance et le système à la panne. La connaissance des relations entre les limites physiques, les défauts intrinsèques, les imperfections technologiques et les contraintes environnementales et internes constitue la substance même de cette activité vaste et complexe. Cette connaissance exhaustive restera sans doute une utopie, mais nous devons nous en rapprocher. En attendant, la fiabilité peut toujours apporter des palliatifs : adapter les contraintes aux limites physiques, protéger le composant à l'égard d'agressions internes ou externes, ou inversement faire évoluer les composants pour les rendre plus robustes et plus tolérants à l'égard des contraintes réelles. Vaste programme certes, mais est-ce suffisant ? Et doit-on s'en contenter ?

C'est ainsi que la fiabilité se résume très souvent aujourd'hui, aux yeux des concepteurs, par la maîtrise absolue des contraintes (alimentation conditionnée, câblage aselfique, dynamique de commutation maîtrisée, tension et courant de mode commun maîtrisés) et d'un couple circuit – composants adapté, sur lequel les concepteurs appliquent des marges de sécurité importantes : densité de courant limitée à 80A/cm² pour les IGBT, tension statique à l'état bloqué de 50%, T_j max limitée à 125°C. La part relative au surdimensionnement et à la protection semble donc assez importante aujourd'hui dans la démarche habituelle de conception. La fiabilité est donc "très bonne" par principe même ... dans la mesure où toutes les règles de conception technique et de savoir faire précitées sont respectées.

Qu'en est-il si le convertisseur est utilisé en dehors de ses spécifications (T_jmax > 125°C et fluctuante, densité de courant de 100 à 200A/cm²) ou sur des profils de mission particulièrement contraignants (systèmes confinés et embarqués par exemple)? Quels sont les mécanismes physiques impliqués et les modes de défaillance visibles? Quels sont les paramètres physiques précurseurs et observables? Peut-on approcher le taux de défaillance et la durée de vie sous contraintes? Quelle est l'influence du mode de commutation (commutation dure à forte densité de puissance, ZVS à tension nulle,) sur les mécanismes de dérives et de dégradation progressive? Inversement, de combien peut-on majorer les contraintes à objectif de fiabilité et de durée de vie imposé ?

Les questions sont donc multiples et pourtant la fiabilité n'est qu'une des facettes de la sûreté de fonctionnement. L'enjeu est également très souvent traduit en termes de disponibilité fonctionnelle (rentabilité économique) et de sécurité (confiance clients-exploitant). Ces deux dernières approches sont complémentaires à la fiabilité et ne seront pas traitées ici.

1.3 Méthodologie

Un convertisseur statique électrique est un système hybride réalisant la symbiose quasi-parfaite entre différents constituants relativement hétérogènes :

- Des semi-conducteurs de puissance avec des technologies et des constituants très différents (Silicium, cuivre, étain, gel silicone, époxy...),
- ces composants de puissance s'échauffent et donc doivent être associés à un système de refroidissement. Là aussi, ces systèmes peuvent être constitués de différents éléments (radiateur à air, ventilateur, barre à eau, échangeur eau/air, caloduc...),
- des composants passifs servant au stockage d'énergie ou au filtrage (inductance et capacité). Ces composants sont aussi très hétérogènes et doivent être correctement refroidis,
- les interrupteurs de puissance et les composants passifs sont liés par un système de connexion adapté (bus bar, circuit imprimé...),
- la commande rapprochée des composants semi-conducteurs est composée de divers composants électroniques (amplificateur, porte logique, composant passif, transformateur d'impulsion ou récepteur optique...),
- La commande proprement dite du convertisseur est elle aussi très hybride (composant analogique, circuit numérique, composant passif...).

Cette hétérogénéité structurelle et matérielle est accompagnée par une très grande diversité de contraintes appliquées aux composants formant ce type de système.

Par contrainte, nous entendons toute les grandeurs physiques susceptibles d'engendrer une dégradation, un vieillissement, et donc d'être la source de défaillance. Au niveau des composants semi-conducteurs, ces contraintes (ou stress) peuvent être la tension et la densité de courant, statiques et en phase de commutation, la température de jonction... Ces contraintes peuvent être classées en deux familles : les contraintes fonctionnelles qui sont liées aux conditions de fonctionnement (tension maximale inverse et courant maximal direct pour une diode, par exemple), les contraintes environnementales qui sont liées, quant à elles, à l'environnement du composant de puissance (surtension apparaissant sur l'alimentation d'une cellule de commutation, taux d'humidité au voisinage du composant, température ambiante...).

Dans le cadre de notre étude, nous ne considérerons que les contraintes fonctionnelles. Ceci implique que, lors de notre étude de fiabilité, nous soyons en mesure de maîtriser les contraintes appliquées aux composants (élimination ou atténuation des contraintes environnementales). La forte hétérogénéité des systèmes de conversion de puissance, alliée à une grande diversité des contraintes, engendre un niveau de complexité accru pour la définition des objectifs, de la méthodologie et du support pour les essais de fiabilité.

Quelles sont les approches de la fiabilité ?

Dans un premier cas, il est possible d'étudier un par un les éléments du système (semi-conducteur, condensateur, commande rapprochée...). La fiabilité du système global résulte évidemment de chacune des entités mais également des couplages entre ces entités. Nous verrons par la suite que ceci est vrai et comment calculer cette fiabilité globale. Néanmoins, la restriction autour d'un composant peut, le cas échéant, restreindre le domaine d'utilisation des données ainsi obtenues. Ce type d'approche est utilisé pour étudier, par exemple, la fiabilité et les mécanismes de dégradation des oxydes de grille pour des composants de type unipolaire MOS. Cette approche est aussi adoptée pour étudier en détail le vieillissement et les mécanismes de dégradation des modules de forte puissance, soumis au cyclage thermique [Ciappa1][Ye].

Dans un deuxième cas, il est possible de considérer un système de conversion complet. Il se pose, dans ce cas là plus qu'ailleurs, le problème délicat du choix du système : si c'est un convertisseur fait sur mesure ou un produit industriel. Dans ce cas, quel produit choisir ? Dans cette approche, le nombre d'éléments pris en compte peut être conséquent et donc la source d'une défaillance peut être difficile à déterminer. Cette approche est surtout utilisée pour étudier la sûreté de fonctionnement de systèmes complets. Ceci a été notamment fait au LEEI pour étudier la sûreté de fonctionnement d'un convertisseur multicellulaire vis-à-vis des modes de défaillance des composants de puissance [Baudesson].

Une dernière approche, à mi-chemin des deux précédentes, consiste à étudier la fiabilité d'un convertisseur statique en se focalisant sur une brique élémentaire et générique de conversion : la cellule de commutation. En effet, tout convertisseur statique est constitué d'une ou plusieurs cellules de commutation. Dans tous les cas, la fiabilité d'un convertisseur dépend de la fiabilité des cellules de commutation qui le composent. Cette approche présente l'avantage de restreindre le domaine d'étude tout en disposant d'assez de latitude pour pouvoir extraire des données de fiabilité génériques, à partir de l'étude d'une structure, elle aussi générique. Ces données peuvent être :

- soit qualitatives comme le mode de défaillance le plus fréquent, le mécanisme de dégradation prépondérant.
- soit quantitatives comme le taux de défaillance d'un transistor IGBT ou une diode (cf. définition du taux de défaillance au paragraphe 1.4.1.3), le taux de dérive d'un paramètre de l'IGBT au cours du temps, dérive due à une dégradation de l'assemblage et de la puce elle-même.

De plus, ces données sont obtenues en utilisant les composants de la cellule de commutation, en conditions réelles de fonctionnement, comme dans le cas de l'utilisation d'un système complet.

Avant de choisir une approche, intéressons-nous à la problématique de fond de tout type d'essais sous contraintes en nombre et en durée.

1.4 Objectifs

Les études de fiabilité que nous allons mener vont porter sur des composants de puissance couramment utilisés dans le domaine de la moyenne puissance. Les applications visées sont, entre autres, la variation de vitesse pour machine de puissance moyenne (quelques dizaines de kW) et les alimentations sans interruption fonctionnant sur le réseau 230V. Le choix de ces domaines d'application est justifié par le fait qu'aujourd'hui cela représente une part importante de l'utilisation des composants de puissance.

Dans ces dispositifs de conversion, le transistor le plus utilisé est l'IGBT. L'objet de cette étude est donc le module IGBT de type bras d'onduleur. Il est composé de deux interrupteurs bidirectionnels en courant. Chaque interrupteur est constitué d'un transistor IGBT avec une diode en anti-parallèle. Ces composants de puissance ont un calibre de 600V-50A à T_j spécifiée = 120°C. Les deux architectures Non Punch Through et Punch Through à grilles enterrées seront considérées.

En premier lieu, nous souhaitons obtenir des données de fiabilité sur ces composants de puissance telles que le taux de défaillance, le mode de défaillance prépondérant vis-à-vis de l'application visée, obtenir une loi de densité de défaillance et la confronter aux lois généralement utilisées en électronique (cf. paragraphe 1.5.1 concernant la définition des différents termes employés). Ces données de fiabilité doivent être corrélées aux contraintes appliquées en nature et en amplitude. L'obtention de ces données doit passer par une série d'essais au cours desquels il sera nécessaire de faire fonctionner un grand nombre de composants, sous contraintes fortes et maîtrisées, si possible jusqu'à la défaillance.

Ensuite, nous souhaitons obtenir des renseignements tout au long du fonctionnement de ces composants. Ces renseignements sont de différents ordres et concernent les mécanismes de dégradation des composants, les mécanismes de vieillissement impliqués. La compilation de toutes ces données est susceptible d'aboutir à des modèles physico-comportementaux utiles à la fois pour la compréhension physique des dérives et pour la conception de la fiabilité.

C'est donc à l'échelle de la cellule de commutation que va porter notre approche. La figure I.1 montre l'architecture et la constitution de cette cellule.

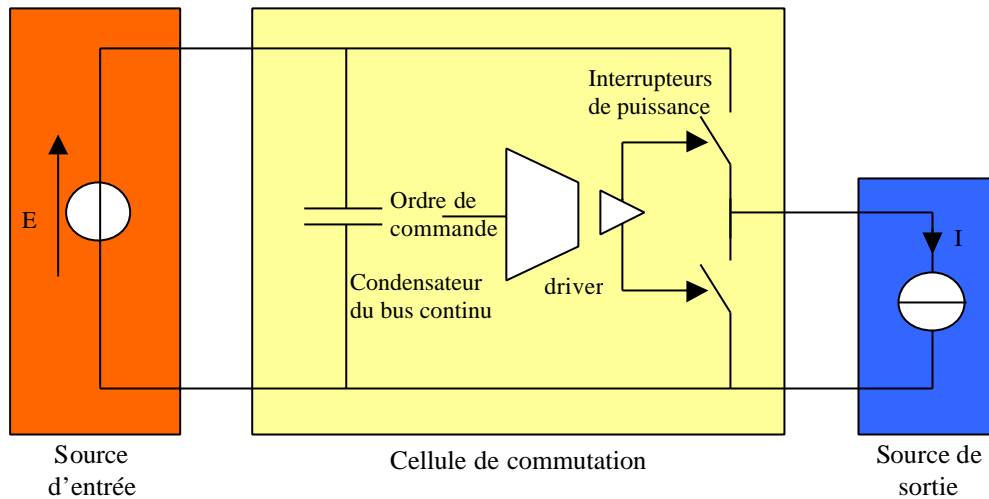


Figure I.1 : cellule de commutation de type onduleur de tension

Après avoir défini le support de notre approche, intéressons-nous aux attributs de la sûreté de fonctionnement et à l'état de l'art dans ce domaine.

1.5 Terminologie et état de l'art

En premier lieu, définissons les termes couramment utilisés en fiabilité.

1.5.1 Terminologie de la sûreté de fonctionnement

La fiabilité est une des composantes de la sûreté de fonctionnement. Elle peut être définie comme “la science des défaillances”. Elle inclut tous les aspects liés au dysfonctionnement des composants, dispositifs et systèmes, à savoir la connaissance de ces défaillances, leurs évolutions, leurs prévisions et le cas échéant leurs maîtrises. Historiquement, les études de fiabilité et de sûreté de fonctionnement ont débuté en électronique aéronautique, notamment aux Etats-Unis. En France, la sûreté de fonctionnement a été une science très utile lors du développement du programme nucléaire dans les années 70. Dans le domaine du génie électrique, de nombreux travaux ont été menés pour gérer au mieux la criticité du transport, de la distribution et de la disponibilité de l'énergie électrique.

Depuis quelques années, cette discipline à part entière, a grandement évolué et se décline en un certain nombre de concepts.

1.5.1.1 La fiabilité

La fiabilité est l'aptitude d'une entité à accomplir une fonction requise, dans des conditions et pour une durée donnée. Cette définition peut être formulée différemment : la fiabilité d'une entité est la probabilité moyenne de non défaillance de cette entité sur un intervalle de temps donné. Les paramètres importants de la fiabilité sont donc les conditions d'utilisation du système, le temps ou le nombre de cycles. La fiabilité d'un dispositif dépend aussi de la fonction remplie par ce dispositif.

De manière globale, la fiabilité d'un système est liée à ses caractéristiques intrinsèques, au mode d'utilisation et à son environnement. De cet aspect global, il est possible de définir deux types de fiabilité :

- La fiabilité opérationnelle qui résulte de l'observation et de l'analyse du comportement d'un certain nombre de dispositifs identiques, en conditions de fonctionnement réelles. En d'autres termes, il s'agit d'un traitement statistique de retours d'expérience sur une gamme de produits, par exemple. La probabilité moyenne issue de ce retour d'expérience n'a de sens qu'en considérant un nombre important de dispositifs. La fiabilité opérationnelle est donc définie par :

$$R[0, t] = \frac{\text{nombre moyen d'entités non défaillantes à l'instant 't'}}{\text{nombre total d'entités } [0, t]}$$

Le système est supposé être sans défaillance à $t = 0$, on parle alors de système “cohérent”.

- La fiabilité prévisionnelle qui estime la fiabilité future d'un système à partir de considérations sur la conception du système et la fiabilité opérationnelle (supposée connue) de ses composants. Cette estimation repose très souvent sur l'évaluation du "taux de défaillance" probable et du "temps moyen de non défaillance".

Il faut bien sûr être vigilant à ne pas réduire trop rapidement un problème de fiabilité à des calculs bruts de probabilité et de statistique ... et se rappeler en permanence que ces nombres en question traduisent une réalité physique et technologique vaste et complexe.

1.5.1.2 Défaillance et mode de défaillance

Par défaillance ou panne, on entend la cessation de l'aptitude d'une entité ou d'un système à accomplir une fonction requise. Une défaillance résulte d'une ou plusieurs fautes (écart anormal avec la caractéristique désirée), ou encore anomalie de fonctionnement. Une défaillance peut être complète, partielle, fugitive, intermittente ou permanente. La défaillance peut conduire à la panne du système. Le mode de défaillance est le cheminement d'un défaut initial vers une défaillance "visible" du système.

1.5.1.3 Taux de défaillance

Le taux de défaillance est très souvent la mesure de la fiabilité, c'est un des concepts les plus importants de la sûreté de fonctionnement. Le taux de défaillance est défini mathématiquement (statistiquement) comme la probabilité moyenne de défaillance ramenée sur un intervalle de temps :

$$\Lambda[t_1, t_2] = \frac{\text{probabilité moyenne de défaillance sur } [t_1, t_2]}{t_2 - t_1}$$

Pour que ce taux de défaillance soit défini, il faut que l'entité soit non défaillante à l'instant t_1 . Par passage à la limite, ce taux est usuellement défini par :

$$\Lambda(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\text{probabilité moyenne de défaillance sur } [t, t + \Delta t]}{\Delta t}$$

L'expérience montre que pour la plupart des composants, et en particulier les composants électroniques, le taux de défaillance suit une courbe en "baignoire" représentée sur la figure I.2.

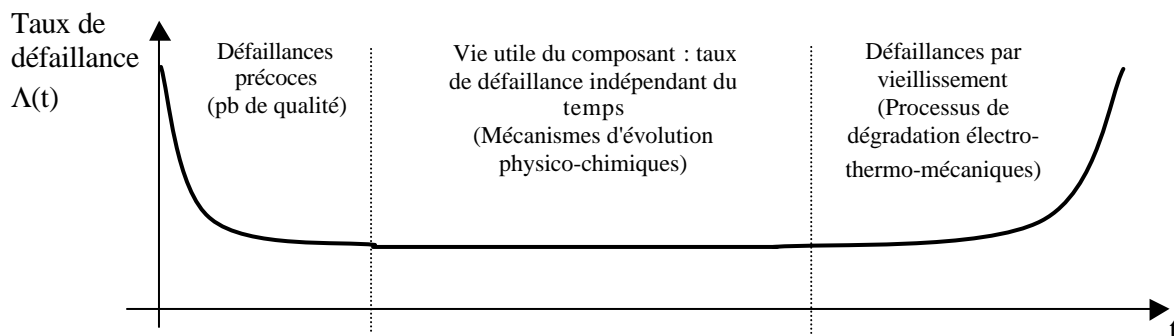


Figure I.2 : Taux de défaillance en fonction du temps pour un composant électronique (courbe en "baignoire")

La première partie de cette courbe en baignoire correspond aux erreurs de conception ou de fabrication, à des composants mal utilisés ou insuffisamment vérifiés. Cette zone peut être minimisée, voire pratiquement annulée, pour les composants vendus aujourd'hui. En effet les fabricants de composants électroniques ont mis un point d'honneur à vérifier la qualité des composants en sortie des chaînes de fabrication. Pour les composants de puissance, ces tests sont très nombreux et diversifiés. Le tableau I.1 nous donne la liste non exhaustive des tests qualités effectués par Mitsubishi sur ses modules IGBT [Mistu1].

Test Category	Test Conditions	Conforms to JIS C 7021	Sample Size	Number of Failures
Temperature Cycling	-40 ~ 125°C 60 minutes each 100 Cycles	A-4	5	0
Thermal Shock	0 ~ 100°C 5 minutes 100 Cycles	A-3	5	0
Free Fall	Dropping from the height of 75CM wooden board, 3 times	A-8	5	0
Variable Frequency Vibration	10 ~ 500 HZ/15 minutes 10G XYZ 2 hours each	A-10	5	0
Terminal Strength	4.5kg 30 seconds	A-10	5	0
Tightening Strength	M6: 30kg/cm M5: 20kg/cm	A-10	5	0
High Temperature Life	T _a = 125°C 1,000 hours	A-10	5	0
Low Temperature Life	T _a = 40°C 1,000 hours	A-10	5	0
Moisture Resistance	T _a = 60°C, 90% RH 1,000 hours	A-10	5	0
High Temperature Reverse Bias	T _a = 125°C V _{CE} = 510V, V _{GE} = 0V 1,000 hours	A-10	5	0
High Temperature Gate Bias	T _a = 125°C V _{GE} = 20V, V _{CE} = 0V 1,000 hours	A-10	5	0
Intermittent Operation Life	I _C = 50A T _C = 50 ~ 80°C On-time: 53 seconds Off-time: 62 seconds 10,000 cycles	B-6	5	0 Figure

Tableau I.1 : liste des tests qualité effectués par les fabricants de modules IGBT

Ces tests de qualité sont normalisés et la définition de ces tests est donnée dans le tableau ci-dessus.

La deuxième partie de la courbe en baignoire constitue la zone de vie utile des composants. Le fonctionnement à taux de défaillance constant résulte de l'apparition de mécanismes de dégradation internes et aléatoires (donc indépendants du temps). Ces mécanismes de dégradation sont liés à des altérations physico-chimiques au sein du composant (contamination ionique, porteurs chauds, radiations ionisantes). Ces différents mécanismes de dégradation, initialement observés sur des composants électroniques, seront présentés dans le chapitre II. Le taux de défaillance dans cette zone est donné par λ usuellement en FIT (failure in time). Un FIT correspond à une probabilité de 10^{-9} défaillance par heure. Par exemple, le taux de défaillance pour un transistor "petit signal" est annoncé à 7,5 FIT pour une température de 40°C. Lorsque ce taux de défaillance est issu de l'observation d'un nombre limité d'échantillons sous test, on lui associe un niveau de confiance. Par exemple un taux de défaillance avec un niveau de confiance de 90% signifie que si on prenait un nombre infini de composants, 90% des taux de défaillance seraient inférieurs à cette valeur. Nous verrons à la fin du chapitre II, que pour tous les mécanismes de dégradation activés dans cette zone, le taux de défaillance associé à ces mécanismes est indépendant du temps.

La dernière partie de la courbe "en baignoire" représente les défaillances systématiques d'usure ou de vieillissement. Pour les composants électroniques, cette zone est très nettement au-delà de la durée de vie globale d'un équipement qui peut être estimée à 20 ans. Le cyclage en puissance ou en température ambiante peut fortement dégrader cette durée de vie.

Il existe d'autres aspects liés à la sûreté de fonctionnement des systèmes, tels que la maintenabilité, la disponibilité, la sécurité. Ces notions se rapportant à des systèmes complets, ne seront pas explicitées dans ce mémoire.

1.5.2 Expressions mathématiques de la sûreté de fonctionnement

La sûreté de fonctionnement fait appel à des domaines bien précis des mathématiques que sont les probabilités et le calcul statistique. Les différentes notions définies précédemment vont être écrites mathématiquement.

1.5.2.1 Expression de la fiabilité

D'après la définition donnée dans le paragraphe 1.4.1.1, il est possible d'écrire l'expression de la fiabilité d'une entité E, à l'instant (t) :

$$R(t) = P[E \text{ non défaillant sur } [0, t]]$$

D'après les règles de définition des probabilités, on peut écrire :

$$P[E \text{ non défaillant sur } [0, t]] + P[E \text{ défaillant sur } [0, t]] = 1$$

On peut obtenir la probabilité de défaillance de l'entité E par l'expression suivante :

$$P[E \text{ défaillant sur } [0, t]] = 1 - R(t)$$

Le lien entre la fiabilité et la densité de probabilité nécessite d'introduire la variable aléatoire T mesurant la durée de non défaillance de l'entité. La fiabilité de cette entité peut donc s'écrire :

$$R(t) = P[T > t]$$

L'expression de la fiabilité de l'entité E devient :

$$R(t) = 1 - \int_0^t f(u) du$$

Avec $f(u)$ la densité de probabilité de défaillance de l'entité.

1.5.2.2 Le taux de défaillance

En se basant sur la définition du taux de défaillance, et en sachant que l'entité E est non défaillante sur l'intervalle $[0, t]$, l'expression du taux de défaillance devient :

$$\Lambda(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{P[E \text{ défaillant sur } [t, t+\Delta t] \text{ et } E \text{ non défaillant sur } [0, t]]}{t \cdot P[E \text{ non défaillant sur } [0, t]]}$$

Soit :

$$\Lambda(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{P[E \text{ défaillant sur } [0, t+\Delta t]] - P[E \text{ défaillant sur } [0, t]]}{\Delta t \cdot P[E \text{ non défaillant sur } [0, t]]}$$

En introduisant l'expression de la fiabilité donnée précédemment, ce taux devient :

$$\Lambda(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{R(t) - R(t+\Delta t)}{\Delta t \cdot R(t)}$$

Soit finalement :

$$\Lambda(t) = -\frac{1}{R(t)} \cdot \frac{dR(t)}{dt}$$

1.5.2.3 Temps moyen de non défaillance

Le temps moyen de non défaillance est la moyenne de la variable aléatoire T donnant le temps de non défaillance sur l'intervalle $[0, +\infty[$. Le système étant non défaillant à $t = 0$, il faut bien voir que ce temps correspond au temps moyen jusqu'à l'occurrence de la première défaillance. Il est usuellement nommé MTTF dans la littérature (Mean Time To Failure) et son expression est la suivante :

$$MTTF = \text{Moy}[T] = \int_0^{+\infty} u \cdot f(u) du$$

$f(u)$ peut être remplacé par :

$$f(u) = \frac{dF(u)}{du} = -\frac{dR(u)}{du}$$

Le MTTF devient :

$$MTTF = - \int_0^{+\infty} u \left(\frac{dR(u)}{du} \right) du$$

En effectuant une intégration par partie, il vient :

$$MTTF = \int_0^{+\infty} R(u) du - [t \cdot R(t)]_0^{+\infty}$$

$R(t)$ étant dans la plupart des cas une fonction de type puissance inverse du temps, la quantité $[t \cdot R(t)]_0^{+\infty}$ est nulle. Finalement l'expression du MTTF est la suivante :

$$MTTF = \int_0^{+\infty} R(u) du$$

Nota : dans le cas d'un système ou d'une entité non réparable, le MTTF peut être confondu au MTBF (Mean Time Between Failures). C'est le cas pour les composants électroniques : une défaillance au sein d'un composant n'est jamais réparable (décollement de bonding, court-circuit de puce...).

1.5.2.4 Cas de la loi exponentielle

Les lois de fiabilité $R(t)$ sont en réalité connues par l'intermédiaire de leurs densités de défaillance $f(t)$. Celles-ci sont très variées et reposent sur le traitement statistique d'un nombre le plus grand possible d'échantillons.

D'ores et déjà, selon l'approche du problème de la fiabilité que nous allons adopter, pour obtenir des données de fiabilité valables, nous devons inévitablement procéder à des essais sur un nombre important d'entités (composants ou systèmes). Cette contrainte fondamentale va avoir une incidence très importante sur le vecteur de test que nous allons définir par la suite.

Dans le domaine de la mécanique, les lois de type Gaussienne sont utilisées surtout pour modéliser des composants sujets à l'usure. En électronique, hors cyclage thermique, beaucoup de campagnes d'essais de fiabilité ont montré que le taux de défaillance élémentaire des composants est constant (cf. zone centrale de la courbe en baignoire). Dans ce cas là, la densité de défaillance est décrite par une simple loi exponentielle :

$$f(t) = \lambda \cdot e^{-\lambda t}$$

Avec $\lambda > 0$ et $t \in [0, +\infty[$

Le tableau suivant nous donne l'expression des différentes données de fiabilité

Densité de défaillance $f(t) = \lambda e^{-\lambda t}$	Fiabilité	$e^{-\lambda t}$
	Taux de défaillance	λ
	MTBF	$1/\lambda$

On peut constater que le MTBF est égal à l'inverse du taux de défaillance. Cela veut dire qu'à $t = \text{MTBF}$, il y a 63% de chances que le composant soit défaillant.

1.5.3 Méthodologie utilisée

- Il s'agit d'une part de conduire des essais en nombre et en durée sur des modules placés identiquement sous fortes contraintes parfaitement maîtrisées. En se basant sur un taux de défaillance de 10^{-5} pour un ensemble "module – driver – alimentation auxiliaire", il faut au moins

une centaine de pièces pour espérer obtenir une défaillance sur un horizon d'un mois d'essai permanent (avec un facteur d'accélération de 10).

- Le choix du ou des paramètres d'accélération (et de leur couplage) doit être étudié. L'intensité du ou de ces paramètres ne doit pas être trop forte afin de garantir l'unicité et la constance du phénomène physique mis en jeu.

Les essais n'ont pas pour seule vocation d'amener des composants de puissance à la défaillance, bien au contraire. Il s'agit surtout de suivre, à intervalles réguliers, l'évolution et la dispersion des caractéristiques de ces composants par :

- Un suivi "on line" en temps réel des contraintes appliquées lors du fonctionnement de tous les composants. Ce suivi devra être effectué par un système de surveillance électrothermique spécialement conçu pour cette application. La définition et le principe de ce système seront décrits dans la suite de ce mémoire (respectivement à la fin de ce chapitre et au début du chapitre IV).
- Un suivi "off line" des paramètres physiques de chaque composant. Ce suivi sera fait en caractérisant de manière régulière tous les composants, dans les mêmes conditions, avec les mêmes appareils. Comme précédemment, la définition du protocole de caractérisation sera présentée dans la suite de ce mémoire.

1.5.4 Etat de l'art sur la fiabilité des composants de puissance

Aujourd'hui, les données de fiabilité sur les semi-conducteurs de puissance sont rares, voire quasiment inexistantes. Comme nous le verrons par la suite, beaucoup de travaux ont été menés concernant la tenue au cyclage thermique des modules IGBT de forte puissance. Dans un premier temps, intéressons-nous aux données déjà disponibles dans les bases de données de fiabilité. Attention, ces données concernent uniquement les transistors petits signaux ou petite puissance. La surface des puces de ces transistors est inférieure à 0,5 cm², soit un courant de calibre de 25A. Un des enjeux des travaux que nous menons sur la fiabilité des composants de puissance est de vérifier expérimentalement si les lois d'évolution citées ci-après sont transposables en forte puissance.

1.5.4.1 Taux de défaillance des semi-conducteurs

Voici quelques éléments de synthèse sur la modélisation des principaux paramètres agissant sur le taux de défaillance des transistors de faible puissance en commutation. Dans un premier temps, nous allons faire une énumération des causes de défaillance des composants électroniques. Ensuite, nous allons voir comment sont prises en compte les contraintes appliquées aux semi-conducteurs et comment elles agissent sur la fiabilité. Enfin, nous passerons en revue les différents travaux publiés ou en cours, sur la fiabilité des composants de puissance.

a) Rappels généraux sur les causes de défaillance des composants électroniques

Les causes de défaillance en électronique sont regroupées en deux classes. La première porte sur une utilisation du composant en dehors de ses spécifications. Ces contraintes sont statiques : tension, courant, température, pression, taux d'humidité... et dynamiques : di/dt, dv/dt, gradient de température... Il faut aussi tenir compte des phénomènes de focalisation et de densité locale de courant excessive relevant de fonctionnements particuliers (blocage rapide de la diode de corps d'un MOSFET par exemple). Toutes ces contraintes importantes conduisent à un vieillissement accéléré (voire instantané) d'origine thermo-électrique et thermo-mécanique des puces silicium et de leur report. La genèse de cette contrainte étant très souvent d'origine externe au composant (défaut de la commande, mauvaise maîtrise ou "défaut" de l'environnement électrique).

La deuxième classe est liée au comportement du composant vis-à-vis de contraintes. En accord avec les définitions que nous avons données au début de ce paragraphe, ces causes de défaillance peuvent être dissociées en deux groupes :

- Les défaillances intrinsèques et aléatoires sous faibles contraintes, liées à des mécanismes de dégradation physico-chimiques, donc indépendantes du temps (contamination ionique, particules ionisantes...).
- Les défaillances dont l'origine est un vieillissement du composant sous fortes contraintes (délamination de d'un joint brasé, décollement de bonding, électromigration...).

b) Les différentes sources de données de fiabilité

Aujourd'hui, il est possible d'obtenir des données de fiabilité sur des composants électroniques par trois moyens :

- les bases de données de fiabilité telles que celles du CNET ou du ministère américain de la défense (Military Handbook 217 version F),
- les tests de qualité-fiabilité effectués par certains fabricants de composants,
- les tests de fiabilité effectués par divers organismes (l'INRETS pour les modules de forte puissance utilisée en traction...).

Nous allons faire une synthèse des données disponibles par le CNET.

c) Exploitation des données du CNET pour un transistor de puissance

Les données du CNET sont issues d'essais de fiabilité et de l'exploitation statistique de défaillances de composants électroniques sur des matériels de télécommunication et de transport ferroviaire. Ces données sont mises à jour périodiquement dans le cadre d'une collaboration inter-entreprises pilotée par l'institut de sûreté de fonctionnement, avec entre autres : France Télécom, Alcatel, Merlin Gerin, Sextant Avionique, Alstom, British Telecom. Cette base de données est très utilisée en Europe dans le milieu industriel. Le recueil est couplé à un logiciel de calcul automatique du MTBF d'une carte électronique.

Dans cette base de données, le taux de défaillance d'un composant est donné sous la forme générale suivante :

$$\lambda = \lambda_0 \cdot p_t \cdot p_s \cdot p_e \cdot p_q \cdot 10^{-9}/h$$

Avec :

- λ_0 : taux de défaillance réduit pour une température de jonction de 100°C, égal à 50 pour un transistor bipolaire ou un MOSFET

- π_t : l'influence de la température de jonction si elle est différente de 100°C. Cette influence est donnée par la loi d'Arrhenius :

$$\pi_t = \exp \left[K \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right) \right]$$

Avec K un terme dépendant de l'énergie d'activation de la contrainte. Cette énergie d'activation est donnée égale à 0,4 eV. La température T1 représente la référence (100°C) et donc le terme π_t s'écrit :

$$\pi_t = \exp \left(4640 \left(\frac{1}{373} - \frac{1}{T_j + 273} \right) \right)$$

Avec Tj la température de jonction considérée. Avec cette expression, on montre l'influence de la température sur le taux de défaillance et le MTBF du composant :

On peut ainsi montrer que le MTBF est divisé par 2 à chaque fois que la température de jonction du composant augmente de 18°C

- π_s : l'influence de la tension imposée à l'état bloqué du composant, ramenée sur sa tension de calibre. La tension appliquée aux bornes du composant ne doit pas dépasser 90% de sa tension de calibre. Cette influence est donnée par :

$$p_s = 0.22 \exp^{1.7 \frac{V_{ce}}{V_{cemax}}}$$

Avec Vce la tension imposée aux composants.

On peut montrer que le taux de défaillance augmente de 40% et le MTBF diminue de 30% lorsque la tension Vce augmente de 20%

Pour les MOSFET, la tension de grille est une donnée supplémentaire à prendre en compte. Le facteur correctif est donné pour $V_{gmax}=20V$:

$$\text{facteur correctif de } p = 0,22 \cdot \exp^{-\frac{3V_{ge}}{20}}$$

On peut montrer que le taux de défaillance augmente de 35% et le MTBF diminue de 25% lorsque la tension de grille augmente de 2V

- π_E : influence de l'environnement selon la fragilité des structures. Ce paramètre d'influence est fonction du type d'environnement (satellite, navire, au sol...) et de la fragilité du composant.

- π_q : influence de la qualité du composant. Cette qualité est jugée par des normes (normes de l'Agence Spatiale Européenne ou équivalente...).

Complément : l'influence du cyclage thermique est donnée en nombre de cycle pour des puces de surface inférieure à 0.5cm² assemblées dans un petit boîtier non isolé (TO3 et TO220), de calibre de 25A, et avec des fils de bonding de diamètre inférieur à 500µm :

$$Nb_{cycles} = 10^7 \cdot \exp^{0.05 \cdot \Delta T_j}$$

Avec ΔT_j , l'ondulation de la température de jonction. Pour des cycles périodiques de 1 minute,

On peut montrer que le MTBF est divisé par 2 à chaque fois que l'ondulation de température de jonction augmente de 15°C

Répartition des défauts :

Selon les essais et statistiques du CNET, 85% des transistors de puissance sont défaillants en court-circuit.

Par exemple, il est possible de calculer le taux de défaillance d'un MOSFET de calibre 500V, utilisé sous 300V à $T_j = 90^\circ C$ et $V_{ge} = 15V$. L'environnement est de type sol, fixe et protégé. La qualité est CECC avec évaluation technique. On obtient les paramètres suivants :

λ_0	50.10 ⁻⁹ /h	π_s	0,61	π_E	1
π_t	0,71	Facteur correctif de π_s	2,09	π_q	1

Le taux de défaillance est estimé à 45,3.10⁻⁹/h. cette valeur doit être complétée par la prise en compte de la technique de report du composant et le choix du support. Le recueil du CNET permet de calculer tous ces paramètres pour des cartes électroniques conventionnelles avec quelques ampères tout au plus. Malheureusement, aucune information n'est donnée concernant les montages de puissance. Les seules informations actuellement en notre possession émanent d'ALSTOM transport pour des modules IGBT 1,7kV-2,5-3,3kV, 400A, 800A et 1,2kA utilisés en traction :

$$\begin{aligned}\lambda_{IGBT} &= 5.10^{-7}/h \\ \lambda_{driver} &= 13.10^{-7}/h \\ \lambda_{onduleur \text{ triphasé 2 niveaux}} &= 120.10^{-7}/h. (\approx 10^{-5})\end{aligned}$$

1.5.4.2 Travaux de recherche sur la fiabilité des composants de puissance

Depuis une dizaine d'années, beaucoup de travaux ont été menés sur les mécanismes de dégradation par contraintes thermo-mécaniques et la conséquence de ces contraintes sur les paramètres thermiques et électriques mesurables. Les essais portent préférentiellement sur du cyclage actif, i.e. par auto-échauffement, au niveau des modules à report DBC avec bondings. Le cyclage thermique ambiant air – air, ou liquide – liquide est pratiqué par les fabricants de composants en petit boîtier (TO220/247, ISOTOP), tels que ceux pratiqués actuellement par le LMP et ST Microelectronics. Les données de vieillissement obtenues se présentent sous la forme de courbes indiquant le nombre de cycles de température admissibles par les

composants, en fonction de l'amplitude de ces cycles, à température de socle et fréquence de cyclage données. La figure I.4 représente l'allure de ce type de courbes.

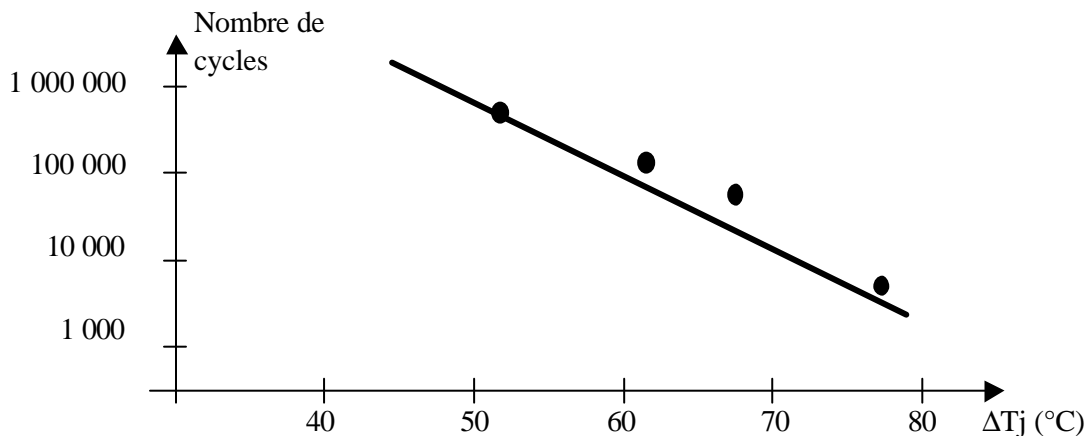


Figure I.4 : nombre de cycles admissibles par un composant avant la défaillance, en fonction de l'ondulation de la température de jonction

Cette courbe de référence peut ensuite être corrélée à un profil de mission, ou plus exactement, à une distribution statistique des ondulations de température d'un système pour en extraire la durée de vie probable. Cette information permet d'orienter un protocole de maintenance prédictive ou d'adapter le profil de mission pour satisfaire un objectif de durée de vie.

Hors du domaine du cyclage thermique, peu d'études de fiabilité ont été réalisées sur les composants de puissance.

Aujourd'hui, plusieurs études sont néanmoins en cours sur certains aspects de la fiabilité de composant IGBT. En premier lieu, certaines équipes de recherche s'intéressent à la capacité des composants IGBT à tenir un certain nombre de cycles de court-circuits. Ces travaux ont donné lieu à des publications montrant que, selon les conditions d'apparition des court-circuits (température, courant, tension), il existe une certaine énergie critique au delà de laquelle le nombre de court-circuits admissible par le composant est très limité. Ces essais sont parfaitement reproductibles. Ils ont été effectués sur des transistors IGBT et CoolMOS de 600V [Saint-eve] ainsi que sur des modules IGBT de 1200V-75A [Gutsmann]. La figure I.5 illustre assez bien ce phénomène.

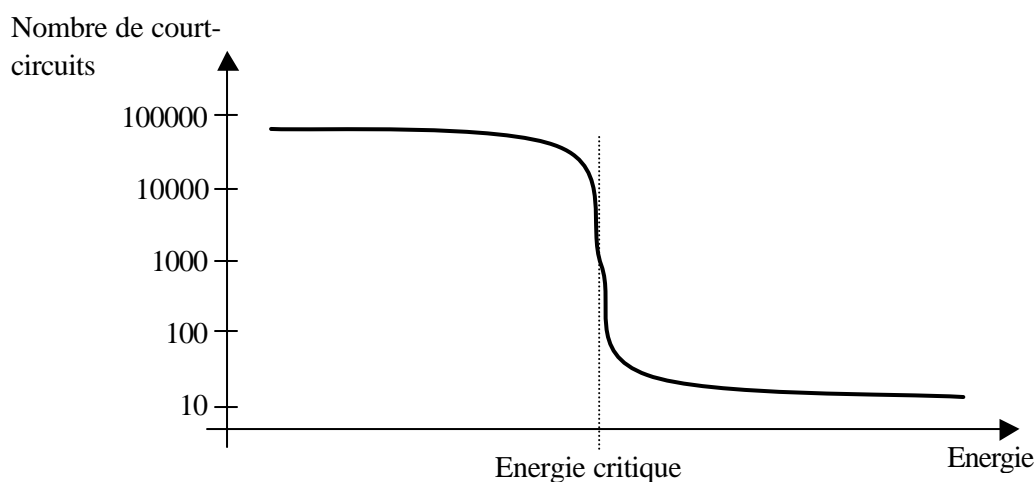


Figure I.5 : nombre de court-circuits en fonction de l'énergie dissipée dans le court-circuit : apparition d'une énergie critique

Cette énergie critique correspond simplement à l'énergie nécessaire pour amener la puce à la génération thermique intrinsèque (la concentration intrinsèque des porteurs dans la base N- du composant

n'est plus négligeable devant la concentration extrinsèque de dopage, provoquant ainsi une forte croissance locale de la mobilité et de la conductivité, puis une forte focalisation).

D'autres études ont été menées sur des problèmes de qualité de composants [Bouzourene], liés au piégeage de charges dans l'oxyde de grille entre autres. Pour ce faire, des essais de vieillissement de composant ont été effectués en reproduisant exactement une partie des tests de qualité pratiqués par les fabricants de composants. Ces tests normalisés sont : le High Temperature Reverse Bias sollicitant la partie silicium du composant, le High Temperature Gate Bias sollicitant l'oxyde de grille, et enfin des tests de fatigue thermique sollicitant l'assemblage des composants. La définition des conditions de ces essais est présentée sur le tableau I.1.

Seul le HTGB a réellement permis de révéler une dérive visible par une augmentation de la tension de seuil, traduisant un mécanisme de piégeage de charges dans l'oxyde de grille des composants. Toutefois, ces résultats ont été obtenus pour des contraintes et des conditions de fonctionnement spécifiques en étuve, i.e. en régime de stockage haute température. Ils ne sont donc pas transposables au fonctionnement qui nous concerne.

Tous ces travaux concernant la fiabilité des composants de puissance nous informent sur la capacité de ce type de composants vis-à-vis de conditions de fonctionnement spéciales (cyclage thermique, tenue aux cycles de court-circuits, environnement sévère). Malheureusement, ces données ne nous permettent pas de déterminer directement la durée de fonctionnement de ce type de composants dans les convertisseurs statiques. Seule une approche plus globale de la fiabilité de ces composants nous permettra d'atteindre ce but.

1.6 Exemples d'application

1.6.1 Calcul de la fiabilité des structures : cas d'une redondance

A partir de la connaissance du taux de défaillance des composants de puissance, il est possible de calculer la fiabilité d'une structure complète. Ces calculs s'appuient généralement sur des diagrammes de fiabilité, des arbres de défaillance ou des formalismes plus sophistiqués (chaîne de Markov...). Dans chaque cas, des méthodes mathématiques permettent de relier la fiabilité élémentaire d'un composant à la fiabilité globale, à la condition évidemment que les lois de fiabilité soient connues ainsi que toutes les interactions.

Etudions la fiabilité d'un bras d'onduleur "simple" (deux niveaux à deux interrupteurs) dont le taux de défaillance de chaque interrupteur est égal à λ_{inter} . Le calcul de la fiabilité de ce bras passe en premier lieu par une analyse des modes de défaillance de ce système. La défaillance d'un interrupteur se matérialise très souvent par un premier état de court-circuit d'une des deux puces silicium (IGBT ou diode). Cet état peut résulter de plusieurs facteurs ayant pour conséquence une contrainte trop élevée pour le composant. La définition de ces contraintes est détaillée plus loin, dans le chapitre II. Cette défaillance revient à un court-circuit de bras et du même coup un court-circuit de la source continue. Si les interrupteurs de puissance sont commandés par un driver intégrant une protection rapide, l'interrupteur initialement non défaillant et qui subit le court-circuit peut être sauvé. Dans le cas contraire, le scénario dépend de la technologie du boîtier : pour les modules de puissance, il y a une très forte probabilité pour que l'énergie dissipée dans le court-circuit provoque la fusion des métallisations d'émetteur et le décollement des bondings. Ce décollement engendre l'ouverture du court-circuit. Dans le cas des boîtiers de type press-pack, aucune connectique ne peut jouer le rôle de fusible et donc la source reste court-circuitée jusqu'à la disjonction de celle-ci. Dans tous les cas, la non-défaillance du bras est donnée par la non-défaillance simultanée des deux interrupteurs. Ils sont donc fonctionnellement en série sur le diagramme de fiabilité (figure I.6 b)). Le taux de défaillance global est donc donné par :

$$\lambda_{bras} = 2.\lambda_{inter}$$

Avec un MTBF global de :

$$MTBF_{bras} = \frac{1}{2.\lambda_{inter}}$$

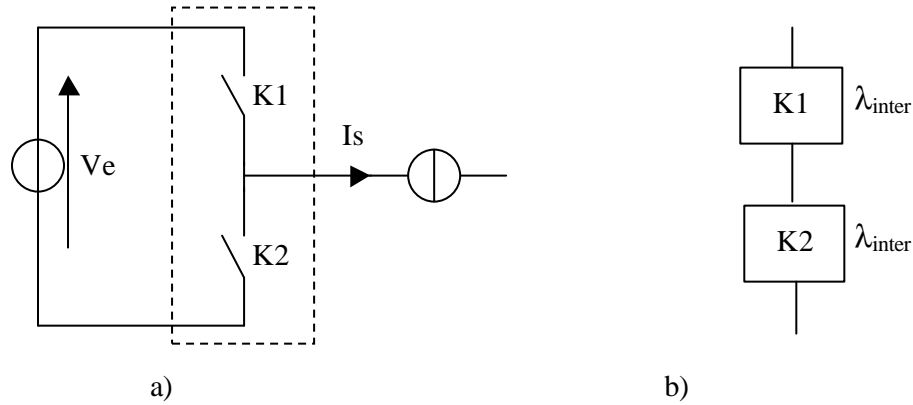


Figure I.6 : bras d'onduleur 2 niveaux, 2 interrupteurs

Etudions maintenant le cas du même bras d'onduleur, mais où chaque interrupteur de puissance est constitué de n interrupteurs en série commandés de façon synchrone. En fonctionnement normal, la tension aux bornes de chaque interrupteur ouvert d'un demi-bras est théoriquement égale à V_e/n . Dans une telle association, une défaillance est susceptible de se produire lorsqu'un interrupteur commute plus rapidement que les autres (à l'ouverture ou à la fermeture). Celui-ci est alors soumis à une surtension qui peut provoquer l'avalanche, et donc une défaillance de type court-circuit. Du fait de l'association série, cette défaillance ne provoque pas une défaillance du bras mais seulement une augmentation de la tension à l'état bloqué des autres interrupteurs de l'association. Le demi-bras défaillant passe ainsi de n à $n-1$ interrupteurs supportant chacun à l'état ouvert une tension théoriquement de $V_e/(n-1)$ tandis que l'autre demi-bras n'est pas affecté par le défaut. Le diagramme de fiabilité conforme à cette analyse est un système à redondance partiel " $n-1$ parmi n " ou bien évidemment le taux de défaillance de chaque interrupteur va dépendre de la tension à leurs bornes (cf. paragraphe 1.5.4.1). La figure I.7 nous donne ce diagramme avec la topologie du bras.

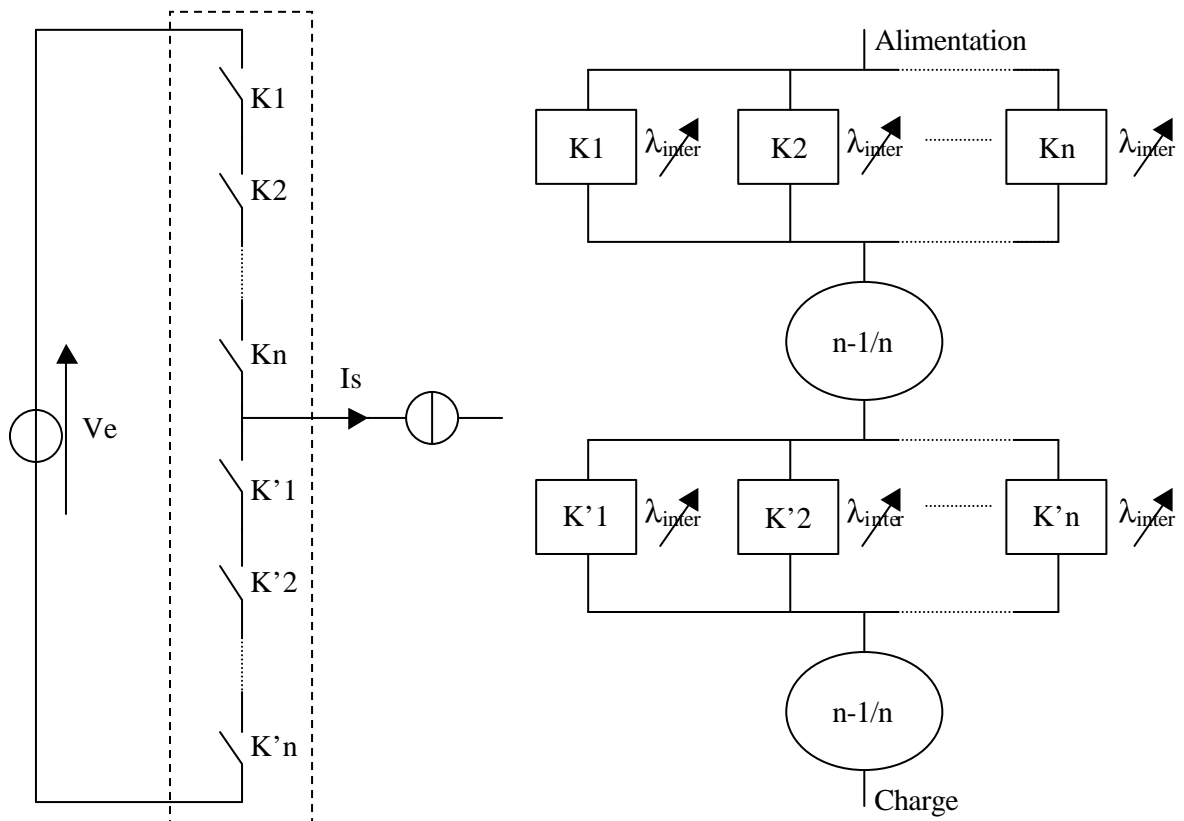


Figure I.7 : bras d'onduleur 2 niveaux, 2n interrupteurs

Le calcul de la loi de fiabilité n'est pas trivial. Il faut avoir recours à des techniques de calcul spécifiques [bouquart]. Dans le cas général de n interrupteurs en série, la loi de fiabilité est la suivante :

$$R(t) = \left\{ \exp^{-n.\lambda_1.t} + \frac{1}{1 - \frac{n-1}{n} \cdot \frac{\lambda_2}{\lambda_1}} \cdot (\exp^{-(n-1).\lambda_2.t} - \exp^{-n.\lambda_1.t}) \right\}^2$$

A partir de cette loi, il est possible de calculer le MTBF du bras :

$$MTBF = \frac{1}{2.n.\lambda_1} \cdot \left\{ 1 + \frac{2}{1 + \frac{n-1}{n} \cdot \frac{\lambda_2}{\lambda_1}} \left(1 + \frac{n}{2.(n-1)} \cdot \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \right) \right\}$$

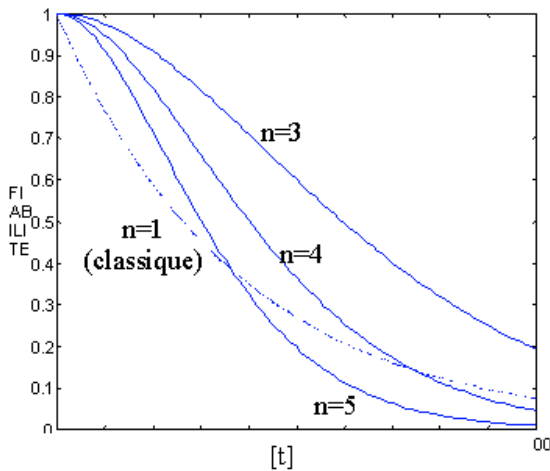
On désigne par : λ_1 inter, le taux de défaillance d'un interrupteur sous la tension E/n
 λ_2 inter, le taux de défaillance d'un interrupteur sous la tension E/n-1

La majoration du taux de défaillance est donnée par la loi précédente, à savoir :

$$ps = 0.22 \exp^{1.7 \frac{V_{ce}}{V_{cemax}}}$$

- passage de 3 à 2 composants : +47%
- passage de 4 à 3 composants : +28%
- passage de 5 à 4 composants : +16%

Le résultat sur la fiabilité globale du bras est le suivant :



Le bras d'onduleur possède 2n interrupteurs, et peut tolérer 2 défaillances, 1 défaillance par demi-bras (passage de n à n-1 composants actifs en série par demi-bras). Cette défaillance est confinée au demi-bras seulement, et la surtension qui en découle ne s'applique que sur les n-1 composants actifs. L'optimum est obtenu pour n=3 ou 4, au delà le nombre de composants en série dégrade fortement la fiabilité du bras (cf. figure I.8).

Figure I.8 : évolution de la fiabilité d'un bras en fonction du nombre d'interrupteurs en série : 1 tolérance de panne par demi-bras.

On peut calculer le facteur de réduction du taux de défaillance en cas de défaut, selon le nombre de composants :

	λ_1/λ_2	Facteur de majoration du MTBF
N=3	0,65 (passage de 3 à 2)	2,47
N=4	0,75 (passage de 4 à 3)	2,50
N=5	0,81 (passage de 5 à 4)	2,51
N $\rightarrow \infty$	1	2,50

Pour un nombre réduit de mises en série (n = 2 ou 3), le passage de n à n-1 interrupteurs en série occasionne une surtension importante sur les interrupteurs non-défaillants ce qui conduit à une forte augmentation du taux de défaillance et donc à une mauvaise fiabilité après défaut. Ce constat est pondéré par le fait qu'il y a un nombre réduit de composants en série, d'où un gain global malgré tout très appréciable (cf. figure I.8).

A l'opposé, pour un nombre élevé de composants en série (n > 5), la surtension produite devient faible et par conséquent le taux de défaillance des composants non-défaillants ne décroît quasiment plus. De

surcroît, $n-1$ étant proche de n , l'apparition d'un défaut ne change quasiment pas la configuration du bras. Le système est donc susceptible de fonctionner au moins deux fois plus longtemps puisque deux défauts peuvent coexister (un sur chaque demi-bras)

De plus, l'apparition d'un défaut n'influe guère sur le MTBF des composants en série. C'est pour cela que le MTBF du bras est deux fois et demi plus important pour un nombre élevé de composants en série.

Il est tout à fait possible de mener le même genre d'étude dans le cas d'un bras d'onduleur multiniveaux en calculant la fiabilité de ce bras en fonction du nombre de cellules [Richardeau].

L'intégration de données de fiabilité sous la forme de modèles au sein d'outils de simulation ou d'aide à la conception doit permettre d'évaluer la fiabilité prévisionnelle de circuits existants ou de calculer la fiabilité d'un système au cours de sa conception. L'obligation d'une fiabilité minimum pourrait avoir une incidence sur la structure (nombre de composants en série ou en parallèle, ajout de circuits d'aide à la commutation ...).

Il est aussi possible de prendre le problème à l'envers : pour une structure donnée, quel composant choisir pour obtenir la fiabilité globale du système voulue et pour un coût minimum ?

Nous voyons bien dans tous les cas qu'il est nécessaire de connaître le taux de défaillance des composants de puissance. Cette connaissance, ainsi que celle des facteurs d'accélération nous permettrait de définir la fiabilité d'une structure de conversion. Un enjeu important se situe aussi au niveau du dimensionnement des composants de puissance. En effet, le calibre des composants utilisés en électronique de puissance est en général deux fois plus élevé que les contraintes maximales appliquées à ces dits composants. Dans le cas d'une fiabilité opérationnelle élevée, et d'une contrainte modérée, il serait tout à fait possible de faire fonctionner ces composants avec des contraintes beaucoup plus fortes à condition quelles soient maîtrisées ! ...sans remettre en cause ni la fiabilité du système, ni sa durée de vie. Dans ces conditions, le gain économique peut être important, surtout en petite puissance.

1.7 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons passé en revue tous les enjeux des études de fiabilité en électronique de puissance. Les convertisseurs statiques représentent un des maillons des chaînes de conversion modernes. L'état de l'art sur la fiabilité des composants électroniques nous a montré que de telles données existent pour des composants "faible puissance" et nous permettent de calculer le taux de défaillance de structures complexes. Malheureusement, de telles données de fiabilité n'existent pas pour les composants de "moyenne puissance" (tension supérieure à 500V, courant supérieur à 25A).

Les problèmes de fiabilité sont importants dans les systèmes de traction. C'est pour cela que dans ce domaine d'application, beaucoup de travaux de fiabilité ont été menés (tenue au cyclage)

C'est à partir de ce constat et des méthodologies utilisées en micro-électronique (essais en nombre et en durée, calcul statistique du taux de défaillance), que nous avons basé nos travaux. Avant d'entamer la conception d'un futur banc de test, intéressons nous à l'objet de nos essais, le module IGBT : sa structure, sa fabrication, son comportement en fonctionnement et ses mécanismes de dégradations.

CHAPITRE II

Dégradations et défauts de l'IGBT - modes de défaillance d'une cellule de commutation

2.1. Introduction

Comme nous l'avons vu précédemment, le but de ces travaux est d'étudier l'évolution des dérives jusqu'à la défaillance de modules IGBT moyenne puissance, par l'intermédiaire d'une campagne d'essais sous fortes contraintes électrothermiques (tension, courant, température...). Ces essais vont être menés sur un grand nombre de composants en les plaçant en situation réelle de commutation, sur une très longue durée (typiquement jusqu'à la défaillance). A partir des résultats de ces essais et de traitements statistiques, il sera possible de déterminer plusieurs types de données : des courbes et des modèles de dérive permettant une étude des variations paramétriques (tension de seuil, courant de recouvrement, courant de fuite ...) et des dispersions, des données de fiabilité telles que le taux de défaillance de ce type de composants en fonction des contraintes appliquées Une campagne de mesures et de caractérisation sera menée en parallèle et nous permettra de déterminer l'amplitude des mécanismes de dégradation et/ou de vieillissement dont seront victime les composants et quelle est leur influence sur la durée de vie des modules IGBT. Bien entendu, pour mener toutes ces études, il est nécessaire de concevoir un banc de test dédié.

Dans cette optique, ce chapitre a plusieurs objectifs. Tout d'abord, il s'agit de présenter le vecteur de test pour nos essais de fiabilité, à savoir la cellule de commutation. Cette cellule de commutation sera principalement centrée sur un module IGBT, objet de notre étude. Ensuite, il s'agit de présenter le module IGBT : structure, processus de fabrication, caractéristiques électriques, ... De là, il est nécessaire de faire un état de l'art sur les mécanismes de dégradation et les modes de défaillance de ce type de composant. Cet état de l'art nous permettra de mieux cerner le "comportement sous contrainte" des modules IGBT sous test, ainsi que de déterminer quels sont les indicateurs, témoins de l'existence de ces mécanismes. De cet état de l'art, il sera possible de déterminer quels sont les modes de défaillance de la cellule de commutation complète. Enfin, à partir de cette étude, nous pourrons concevoir et dimensionner les protections nécessaires afin de limiter la propagation d'un défaut au système (banc de test). En ce qui concerne les condensateurs électrochimiques, durant ces essais de fiabilité, nous allons nous intéresser à leurs modes de vieillissement. Ces condensateurs font aussi l'objet d'un état de l'art concernant leur vieillissement et leur mode de défaillance.

2.2 Définition du vecteur de test

Conformément à la stratégie que nous avons mise au point au début de ces travaux (cf. chapitre I), nous allons étudier la fiabilité, au sens large du terme, d'un module IGBT de type bras d'onduleur, au sein d'une cellule de commutation. Cette cellule de commutation est présentée sur la figure II.1

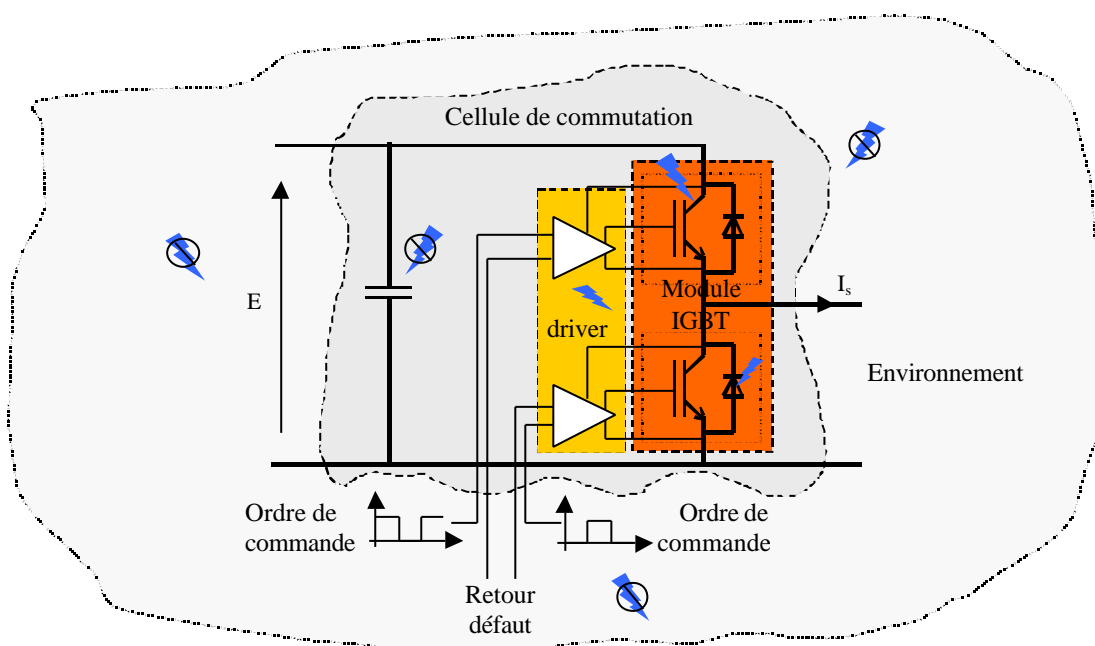


Figure II.1 : vecteur de test : la cellule de commutation

Cette cellule de commutation est constituée de trois types d'éléments :

- des composants semi-conducteurs de puissance (module IGBT comprenant des puces IGBT et des puces diode)
- des composants passifs (condensateurs)
- une carte de commande rapprochée (driver)

L'étude porte principalement sur les modules IGBT : leurs modes de défaillance, leurs modes de dégradation et/ou de vieillissement. Ensuite, une étude spécifique sera menée sur les condensateurs électrolytiques de la cellule : elle aura pour but de "mesurer" leur vieillissement au cours du temps, sous fortes contraintes (courant, température). Les drivers, quant à eux, ne feront l'objet d'aucune étude de fiabilité, par contre, leur influence sur la fiabilité de la cellule de commutation sera prise en compte.

Les composants au sein de cette cellule de commutation seront soumis à de fortes contraintes maîtrisées. Ces contraintes seront situées à la limite entre la zone de fonctionnement acceptable pour le composant (très légèrement différente de la zone de sécurité) et le régime extrême. L'amplitude de ces contraintes sera déterminée par rapport au calibre du composant étudié et sera affinée tout au long de la conception du banc de test. Avant tous, intéressons-nous à la structure et au comportement des modules IGBT, dans un premier temps, et aux condensateurs électrolytiques dans un deuxième temps.

2.3. Présentation de l'objet d'étude (composant de puissance)

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les deux types de module IGBT utilisés lors de ces essais :

- module Mitsubishi avec des puces IGBT PT (Punch Trough)
- module Eupec avec des puces IGBT NPT (Non Punch Trough)

Cette présentation va nous permettre de mieux comprendre les mécanismes liés à la conduction et la commutation de courant dans la cellule de commutation, et nous aidera à identifier les phénomènes internes qui sont susceptibles de conduire à la défaillance de ces composants.

2.3.1. La diode de puissance : principe physique

Une diode de puissance de type PIN est un barreau de silicium dopé N sur une face (les électrons sont les porteurs majoritaires et les trous sont les porteurs minoritaires) et P⁺ sur l'autre face (inversement, les électrons sont les porteurs minoritaires et les trous sont les porteurs majoritaires). Pour assurer le contact électrique, ce barreau est métallisé sur ces deux faces (cf. figure II.2). De manière à tenir une tension importante à l'état bloqué, la couche inférieure est composée d'une région N faiblement dopée et de forte épaisseur et d'une région N⁺.

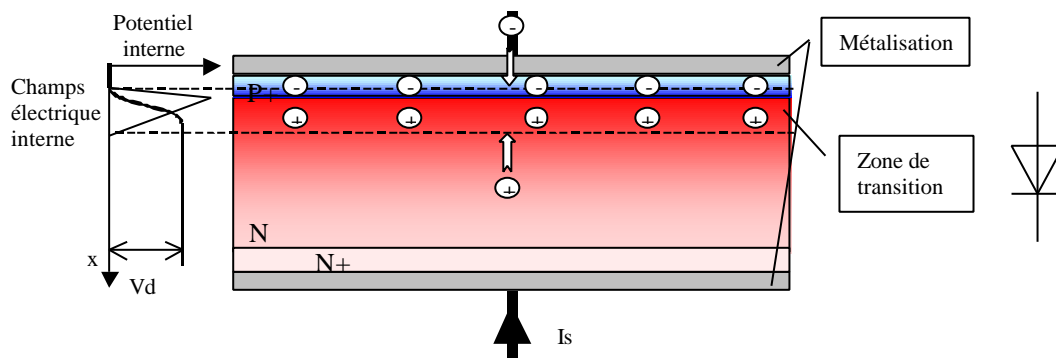


Figure II.2 : diode à jonction PIN : structure et génération de la zone de transition, hors polarisation

A l'équilibre thermodynamique et sans polarisation externe, un phénomène particulier apparaît : dans la zone frontière entre les deux régions dopées N et P⁺, toutes les charges libres négatives (électrons) se recombinent avec les charges positives (trous). Une zone de transition est créée. En dehors de cette zone, le silicium est inerte donc toute la tension V_d est appliquée sur cette zone et génère un champ électrique intense (quelque MV/mm). Cette barrière de potentiel repousse les électrons vers la zone N et les trous vers la zone P⁺. En effet, le champ s'oppose à la diffusion des porteurs majoritaires et favorise celle des porteurs minoritaires. Nous avons donc un mouvement des porteurs minoritaires qui crée un courant de saturation I_s . L'intensité de ce courant dépend de la température. Un point d'équilibre s'établit entre l'effet de la diffusion

et celui du champ. La valeur de V_d dépend du matériau et augmente avec le niveau de dopage. Pour le silicium, cette différence de potentiel interne avoisine les 0,9V.

Lorsqu'une polarisation directe est appliquée (tension positive), la barrière de potentiel (ou zone de charge d'espace) se réduit (cf. figure II.3 a) favorisant le passage des électrons. Dans le cas d'une polarisation inverse (tension négative), la barrière de potentiel augmente et les électrons doivent franchir une barrière plus haute (cf. figure 2.2 b). Ces charges passent donc difficilement et créent un courant dit de fuite. Ce courant augmente de façon exponentielle avec la température.

La mise en conduction de cette diode consiste à appliquer une tension positive. La zone de charge d'espace se réduit dès que cette tension est légèrement positive (0,6V) et donc permet au courant de s'établir.

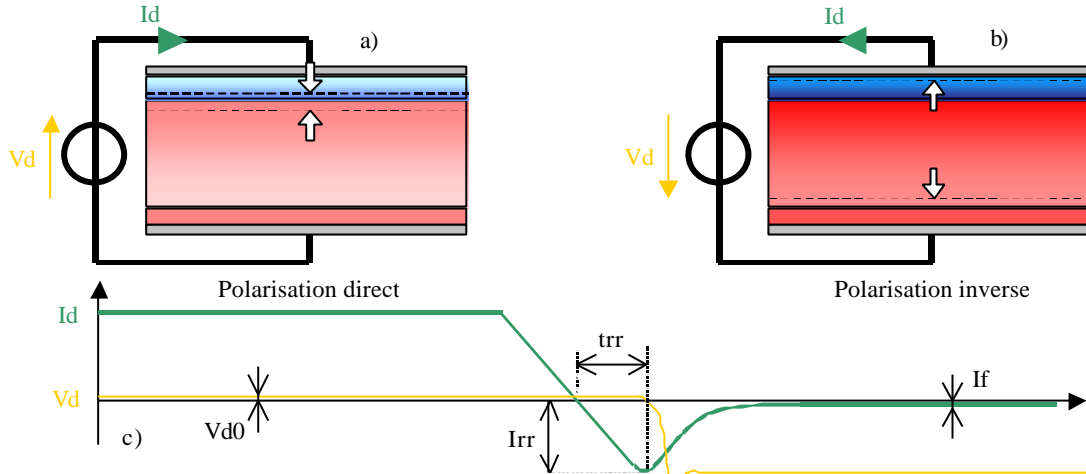


Figure II.3 : diode polarisée en direct (a), en inverse (b) et forme d'onde lors du blocage (c)

Le blocage se déroule en plusieurs étapes.

- Le courant décroît avec une vitesse imposée par le circuit extérieur
- Lorsque la concentration de porteurs dans la zone N devient nulle, la zone de charge d'espace se reconstitue et la tension augmente aux bornes de la diode (en valeur absolue).

Il en résulte un mouvement de charges qui doivent dépeupler cette zone. Ceci se traduit par un courant négatif (I_{rr}), courant de déplacement, appliqué durant le temps t_{rr} nécessaire à l'évacuation de la quantité de charges présente dans N. Au bout de ce temps, la zone de charge d'espace peut s'agrandir dans la diode (cf. figure II.3 c).

2.3.2 L'IGBT : principe physique et technologie

L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) se constitue de quatre couches semi-conductrices différentes (P^+ , N^- , P^+ , N^+) créées sur le même cristal de silicium (cf. figure II.4 a). Ce transistor associe deux technologies différentes (bipolaire et MOS) afin d'obtenir leurs avantages tout en réduisant leurs inconvénients.

Il est possible, à partir de la structure interne d'un IGBT, d'extraire un schéma équivalent [Baliga]. Celui-ci fait apparaître un transistor MOSFET à canal N, deux transistors bipolaires NPN et PNP et une résistance entre les zones N^+ et P^+ ainsi qu'une résistance de modulation (R_{mod}) relative au comportement de la couche faiblement dopée N^- .

Il est tout à fait possible de simplifier ce modèle en supprimant la résistance entre la zone N^+ et P^+ , et le transistor parasite $N^+P^+N^-$. Cette dernière simplification se justifie par le fait que beaucoup d'études sur la structure de l'IGBT ont permis de diminuer l'influence de ce transistor, limitant donc les risques de latch-up (amorçage du thyristor constitué des jonctions NP^+NP^+). Le schéma équivalent se ramène donc à un darlington MOS-bipolaire PNP avec une résistance modulable R_{mod} qui doit tenir la tension à l'état bloqué et avoir une faible valeur à l'état passant. Ceci implique que la couche N (ou région de base) doit être faiblement dopée, épaisse et associée à une zone d'injection P^+ pour réduire la chute de tension à l'état passant.

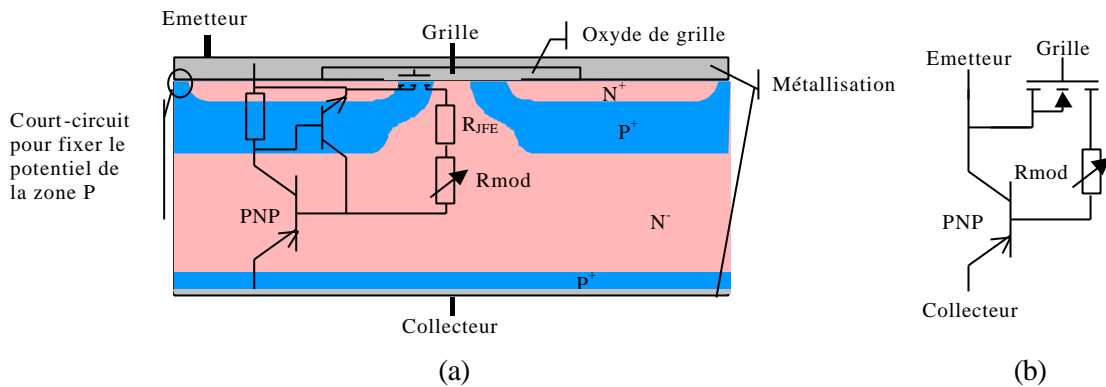


Figure II.4 : l'IGBT : structure (a) et schéma équivalent (b)

De ce fait, le MOSFET intégré n'a pas à supporter une forte tension au blocage mais doit conduire un fort courant à l'état passant, tout en ayant une faible chute de tension. La commande est réalisée en appliquant une tension entre la grille et l'émetteur.

Si on applique une tension positive entre la grille et l'émetteur, supérieure à une certaine tension de seuil ($V_{th} \cong 5 \text{ à } 7V$) un canal N se crée dans la couche P^+ , entre les couches N^+ (émetteur de l'IGBT) et N^- .

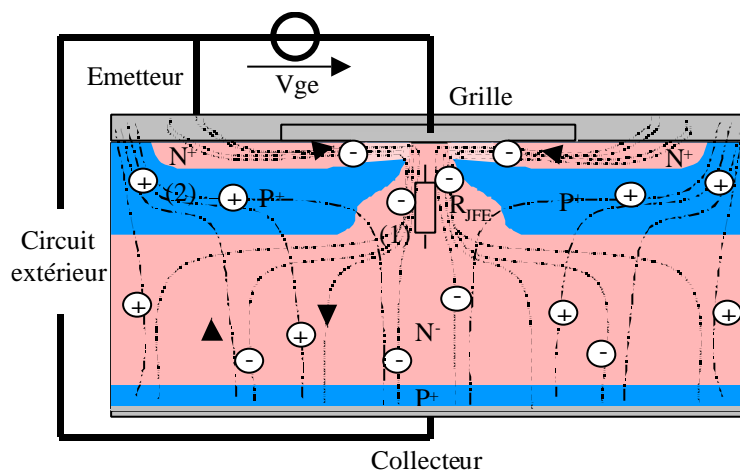


Figure II.5 : conduction de deux cellules IGBT adjacentes

électrique dans cette région, champ initialement intense dû à l'état bloqué du transistor. Cela permet d'avoir une faible chute de tension aux bornes de l'IGBT, à l'état passant. Les trous transitant dans la région de base sont aspirés par la jonction N^+P^+ polarisée en inverse, ce qui constitue le courant du PNP. Le courant conduit dans le transistor est donc issu d'un flux d'électrons dû à la partie MOS et d'un flux de trous dû à la partie bipolaire comme il est montré sur la figure II.5.

Le rapport entre ces deux courants constitue le gain β du transistor bipolaire (le courant issu du MOS correspond au courant de base du transistor bipolaire). Ce gain β peut être modifié en jouant sur l'efficacité d'injection des trous de la jonction P^+N^- (collecteur) et sur le coefficient de transport des porteurs dans la région de base N (dépendant de la concentration de dopant et de la durée de vie des porteurs dans cette zone). D'ores et déjà, on peut constater qu'il existe deux familles d'IGBT :

- Si le gain β est faible, le comportement MOSFET est privilégié (rapidité de commutation)
- Si le gain β est élevé, le comportement bipolaire est privilégié (faible chute de tension)

Le compromis entre ces deux comportements reste aujourd'hui un dilemme lors de la conception de transistors IGBT.

Une fois le transistor passant, si on applique une tension nulle ou négative entre la grille et l'émetteur, le canal N formé dans la région P^+ se referme très rapidement (effet MOS) et donc le flux d'électrons injecté dans la base du bipolaire PNP est stoppé. Suite à cette fermeture, la région de base du bipolaire se retrouve en l'air avec une quantité de charges stockées importante. Ces charges stockées agissent toujours sur la base

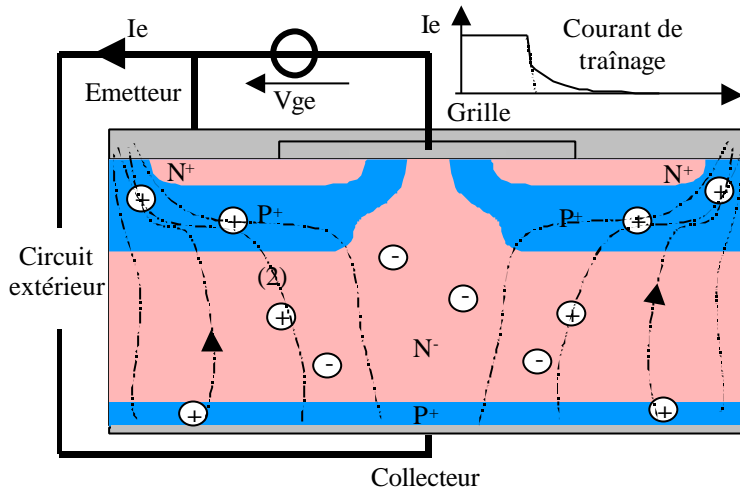


Figure II.6 : blocage de deux cellules IGBT adjacentes

lente due à l'évacuation des charges présentes dans la région de base. Cette deuxième phase constitue le principal inconvénient de l'IGBT puisqu'elle fait apparaître une queue de courant (ou courant de traînage) engendrant un surplus de pertes à l'ouverture et une limitation de la fréquence de découpage du composant de puissance.

Pour limiter ce courant de traînage, il faut privilégier le comportement du MOSFET en diminuant le gain du bipolaire, ce qui a pour conséquence d'augmenter la chute de tension à l'état passant. Ceci est possible en diminuant l'efficacité d'injection des trous dans la région N^- ce qui limite la quantité de charges stockées dans cette région. Il est possible aussi de réduire le courant de traînage en diminuant la durée de vie des porteurs dans la région N^- . Ceci facilite la recombinaison des charges stockées mais accroît aussi la chute de tension à l'état passant et rend le composant plus sensible à la température.

Nous voyons bien qu'il existe des moyens pour améliorer les caractéristiques de l'IGBT au blocage, mais ces moyens amènent inévitablement une augmentation de la chute de tension à l'état passant. Plusieurs technologies d'IGBT ont été mises au point pour réduire cette chute de tension.

2.3.2.1 Technologie NPT (Non Punch Trough) ou homogène

La structure initiale est améliorée en ajustant le dopage et la profondeur de jonction de l'émetteur du PNP (collecteur de l'IGBT). Cela se traduit par une couche P^+ très mince dont le rôle est de contrôler la quantité totale de charges injectées dans la couche N^- . Cette couche est qualifiée d'émetteur semi-transparent.

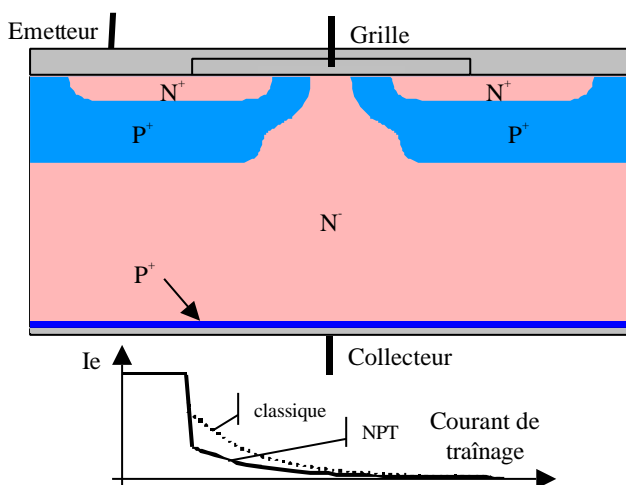


Figure II.7 : structure Non Punch Trough et courant de traînage (IGBT à contrôle d'injection de charge)

Nous réduisons ainsi fortement le gain β du transistor bipolaire (réduction beaucoup plus importante que pour un IGBT PT) ce qui permet de diminuer la quantité de charges stockées dans la région de base N^- . L'amplitude initiale de la queue de courant est donc plus faible. Néanmoins, la durée de vie des porteurs dans cette couche reste importante et n'est pas contrôlée. Un contrôle de la durée de vie des porteurs dans cette région épaisse, engendrerait un piégeage des trous transitant dans cette zone et donc une augmentation de la chute de tension à l'état passant. La recombinaison de ceux-ci s'effectue tout aussi difficilement ce qui ralentit la dispersion de la charge stockée dans la base du PNP. La queue de courant au blocage du composant est par conséquent importante mais les pertes durant la commutation restent faibles. De plus, ce phénomène augmente peu avec la température puisque la durée de vie des porteurs est déjà très élevée et non contrôlée (pas de présence de centres recombinants). Par contre, lorsque la température augmente, la mobilité des porteurs est

présence de centres recombinants). Par contre, lorsque la température augmente, la mobilité des porteurs est

réduite dans la région de base N^- faiblement dopée, ce qui se traduit par une augmentation importante de la résistance de cette région à l'état passant (V_{cesat} augmente). Ce comportement est à la fois un inconvénient et un avantage puisque les pertes par conduction augmentent avec la température tandis que le coefficient de température positif sur toute la gamme de courants d'utilisation favorise la mise en parallèle d'IGBT. Un autre inconvénient important existe sur cette structure. La couche P^+ étant très fine, le collecteur de l'IGBT ne peut pas servir de substrat et c'est la couche N^- qui remplit ce rôle. Ainsi, pour assurer la rigidité diélectrique du semi-conducteur, il faut utiliser une couche N^- relativement épaisse. Or, à l'état passant, le déplacement des porteurs minoritaires (trous) dans cette couche fait apparaître un champ électrique et par conséquent, une chute de tension importante aux bornes de l'IGBT. Celle-ci est d'autant plus importante que la durée de vie des trous est faible et l'épaisseur de la couche traversée est importante. La tension V_{cesat} aux bornes de l'IGBT à l'état passant (et donc les pertes par conduction) est élevée.

2.3.2.2 Technologie PT (Punch Trough) ou épitaxiée

La structure initiale est améliorée par l'adjonction d'une couche de type N^+ entre le substrat P^+ et l'épithaxie N^- . Cette couche, dite tampon, a été placée pour diminuer l'efficacité d'injection de la couche P^+ .

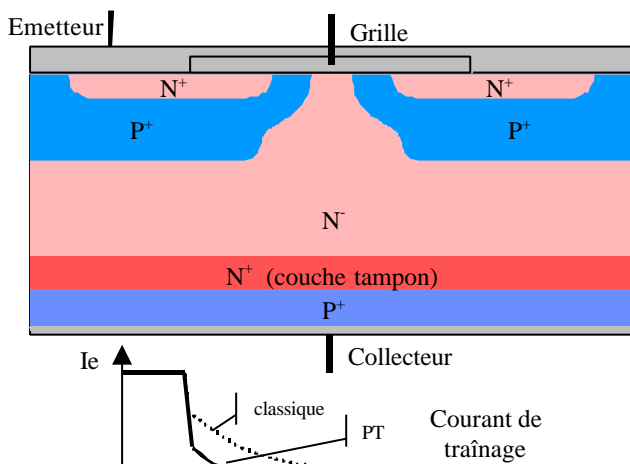


Figure II.8 : structure Punch Trough et courant de traînage

Le gain β du PNP est ainsi réduit. La couche tampon étant fortement dopée, elle permet de réduire l'épaisseur de la couche N^- et de pouvoir être occupée totalement par la zone de charge d'espace lorsqu'une tension importante est appliquée aux bornes de l'IGBT. La tenue en tension dépend alors de la couche N^- . Ainsi, plus cette couche est épaisse et dopée, plus la tenue en tension au blocage est grande. Par contre, le dopage de la couche tampon étant plus important que celui de la couche N^- , la durée de vie des porteurs minoritaires est plus faible. Or, la densité des porteurs minoritaires en déplacement dans cette couche génère un champ électrique. Une chute de tension importante apparaît aux bornes de la couche tampon N^+ . Celle-ci, ajoutée à la chute de tension aux bornes de N^- (plus importante car faiblement dopée) nous donne le V_{cesat} de l'IGBT. Pour

diminuer cette chute de tension, il est nécessaire de réduire la couche N^- , ce qui réduit la tenue en tension du composant.

En diminuant le gain β de la partie bipolaire, l'amplitude initiale du courant de queue est plus faible mais le traînage est important. Pour le réduire, les constructeurs d'IGBT diminuent la durée de vie des porteurs dans le silicium. Cette opération réduit le temps d'ouverture du PNP en permettant aux charges qui transitent dans la base avant l'ouverture de se recombiner plus rapidement. Néanmoins, la durée de vie des porteurs minoritaires dépend fortement de la température, et ce de façon exponentielle. Ainsi, plus la température est élevée, plus la durée de vie des porteurs augmente. La durée du traînage et donc les pertes à l'ouverture augmentent beaucoup avec celle-ci. Il est à noter que le coefficient de température négatif du composant n'est pas sans danger lors de la mise en parallèle de puces, notamment dans les modules de forte puissance.

Les constructeurs proposent une large gamme de produits permettant de privilégier soit un comportement rapide (Fast Speed ou Ultra-Fast Speed) soit une faible chute de tension à l'état passant (Low V_{cesat}). Nous avons vu que ces deux structures permettent de diminuer le courant de traînage lors de l'ouverture de l'IGBT, au prix d'une augmentation de la chute de tension à l'état passant. Un des moyens pour palier à cette augmentation consiste à associer ces structures à une nouvelle architecture de la partie MOS de l'IGBT.

2.3.2.3 Technologie Trench Gate ou grille enterrée

Cette structure d'IGBT est constituée d'une tranchée dans la région P^+ , dans laquelle est déposé l'oxyde de grille (cf. figure II.9). Cette structure présente plusieurs avantages par rapport aux structures

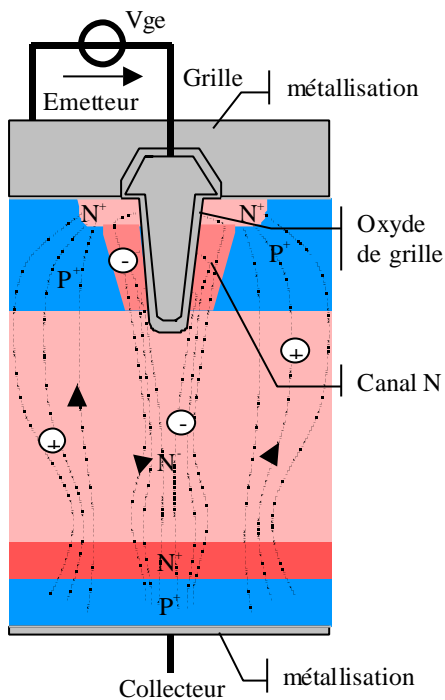
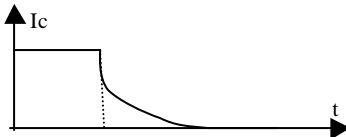
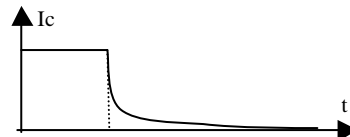


Figure II.9 : technologie Trench Gate associée à une structure PT

[Iwamoto2][Iwamoto3] que cette topologie d'IGBT est la plus performante tant au niveau des pertes par conduction que des pertes par commutation. Il existe néanmoins un inconvénient sur cette structure : à cause de la grille enterrée, la capacité grille/émetteur est 10 fois plus importante que pour une technologie planaire. De plus l'implantation d'un oxyde à l'intérieur d'une tranchée sur une puce silicium augmente le coût de fabrication de la puce.

A partir de tout ce qui a été dit précédemment, il est possible de faire un bilan sur les deux structures d'IGBT choisis pour nos essais de fiabilité :

Type	Trench gate + PT ou épitaxié	Planar + NPT ou homogène
Principe physique	Augmentation de la densité de courant conduit + Couche tampon N ⁺ et réduction de la durée de vie des porteurs	Contrôle de l'injection de charges
Gamme	réduite Compromis possible entre chute de tension faible et rapidité	large Adapté pour les calibres élevés en tension, mise en parallèle facile
Comportement statique	Fort gain Faible chute de tension à l'état passant	Proche du MOS, faible gain, chute de tension importante à haute température
Pertes par conduction	Relativement faible	importante
Comportement dynamique	Proche du MOS, plus ou moins rapide (queue de courant plus ou moins importante) 	Très proche du MOS, rapide (faible queue de courant) 
Comportement en court-circuit	Transconductance élevée Courant élevé	Transconductance faible Courant limité

classiques dites planaire (figure II.4). Tout d'abord, quand une tension est appliquée entre la grille et l'émetteur, un canal N se développe dans la région P⁺ de manière verticale (perpendiculaire à la surface de la puce). Ainsi, cette structure nécessite une surface de silicium inférieure pour conduire le même courant qu'une structure planaire et permet de diminuer la résistance de canal (R_{ch}) [Iwamoto1]. Cela veut dire que pour une surface de silicium donnée, il est possible de disposer plus de cellules élémentaires en parallèle. Pour des structures planaires, la densité de courant admissible par les puces est comprise entre 50 et 80A/cm², en ce qui concerne la structure Trench Gate, cette densité peut atteindre au maximum 140A/cm².

Un deuxième avantage de cette structure consiste en l'élimination de la résistance présente entre deux cellules IGBT adjacentes. En effet, cette résistance n'existe plus car les deux canaux N formés dans la région P sont parallèles. Cette structure permet d'obtenir une densité de courant uniforme sur toute la puce IGBT.

De manière générale, la technologie Trench Gate est associée à une structure de type PT afin d'obtenir une faible chute de tension à l'état passant et un courant de traînage moins important au blocage. Il est démontré dans la littérature

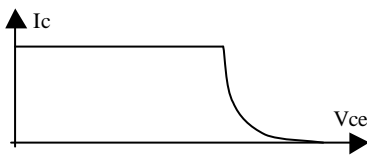
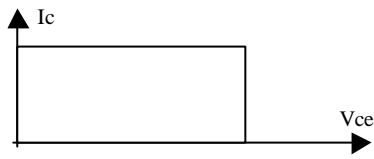
Aire de sécurité	Non rectangulaire 	Rectangulaire 
Coefficient de température	Négatif à faible courant, positif ailleurs	Positif

Tableau II.1 : bilan des deux structures de composants IGBT choisies pour notre étude de fiabilité

2.3.3 Procédé de fabrication : du wafer au module IGBT complet

Maintenant que nous avons vu les différentes technologies sur lesquelles sont basés les composants de puissance, nous allons nous intéresser aux techniques mises en œuvre pour leurs conceptions. Dans notre étude de fiabilité, nous devons tenir compte de tous ces aspects. Les puces IGBT, par exemple, conçues selon des architectures différentes (Trench Gate, couche épitaxiée...) ont peut-être des taux de défaillance différents. Pour une technologie de module IGBT bien précis, les différents procédés de fabrication, techniques et matériaux utilisés ont peut-être aussi une influence sur le taux de défaillance du composant. Il est nécessaire de faire un bref rappel des ces différentes techniques (dopage, passivation, encapsulation, connexions...) [Leclercq].

2.3.3.1 Formation des jonctions

Ces techniques sont mises en œuvre sur des barreaux de silicium dopé N. Les couches P et N sont obtenues par formation d'une sous-couche qui présentera le dopage approprié par l'introduction des impuretés de dopage dans le matériau de base.

Les techniques de formation de ces couches dépendent du type de dopant utilisé. Les plus couramment utilisées aujourd'hui sont décrites si dessous.

a) L'épitaxie

Ce procédé permet de former de fines couches de semi-conducteur dopé sur un substrat de même nature, tout en préservant sa structure cristalline. Cela est réalisé dans des réacteurs d'épitaxie, à température contrôlée, le substrat est soumis au flux d'un composé gazeux du silicium additionné d'un composé gazeux de l'agent dopant. La couche croît de manière progressive (2 à 2.5 $\mu\text{m}/\text{min}$ pour des épaisseurs de 10 à 200 μm). Ce procédé demande que l'état de surface du substrat soit parfait sous peine d'amplifier la moindre imperfection.

b) La diffusion

Dans ce procédé, le substrat est placé dans un tube de quartz avec l'agent dopant sous atmosphère contrôlée. Ce tube est placé dans un four à diffusion et porté à une température de l'ordre de 1200°C. Il existe deux techniques : soit le tube de quartz est scellé, alors l'agent dopant est utilisé sous forme de poudre ou de copeaux. Lors du chauffage, l'agent dopant se vaporise dans le gaz et diffuse dans le silicium. Une autre technique consiste à ne pas sceller le tube. Dans ce cas là, le substrat est soumis au flux d'un gaz. L'agent dopant peut être apporté par le gaz ou être déjà présent sous forme solide.

c) L'implantation ionique

L'implantation ionique consiste à projeter sur la pastille de silicium un faisceau d'ions de forte énergie ($\cong 100 \text{ KeV}$). En électronique de puissance, cette technique est utilisée pour certains dispositifs dans lesquels les profondeurs de pénétration sont très faibles par rapport à leurs dimensions. Elle peut être utilisée pour créer une source de dopage parfaitement définie, source qui sera redistribuée pour produire une couche diffusée dont le profil est ainsi contrôlé.

d) l'oxydation thermique

La formation d'une couche de dioxyde de silicium peut être nécessaire pour plusieurs raisons : formation d'une couche de masquage, opération de diffusion sélective de phosphore ou de bore, passivation d'une surface, création d'une couche isolante entre grille et source dans des dispositifs MOS, ... Cette oxydation s'effectue à chaud ($\cong 1200^\circ\text{C}$), en soumettant la plaquette de silicium à un flux d'oxygène. Suivant

que celui-ci est pur (oxydation sèche) ou chargé de vapeur d'eau (oxydation humide), la vitesse de formation de la couche varie beaucoup (0.5 μm en 6 heures à 0.5 μm en 18 minutes).

e) Masquage, création de motifs

Tous les dispositifs semi-conducteurs de puissance nécessitent la réalisation sélective de certaines opérations sur des zones bien délimitées. Les techniques de masquage utilisées peuvent être la sérigraphie ou la photolithographie. Cette dernière technique, plus coûteuse, permet d'obtenir une précision plus importante. Il faut déposer sélectivement à la surface de la pastille une substance protectrice avant une attaque chimique. Celle-ci peut avoir pour but d'ouvrir des fenêtres dans une couche d'oxyde ou de supprimer une couche déposée pour accéder à la couche sous-jacente.

f) Le contrôle de durée de vie des porteurs

Les dispositifs de puissance à quatre couches peuvent nécessiter une maîtrise parfaite de la durée de vie des porteurs minoritaires afin d'obtenir les performances recherchées. Ceci a été exposé plus haut dans le cas de l'IGBT de type PT. Cette durée de vie est fortement liée à la présence dans le cristal d'impuretés ou de défauts qui agissent comme des centres recombinants. Une durée de vie trop courte génère une chute de tension directe importante, par contre, une durée de vie trop importante amène une augmentation des temps de blocage et de la charge recouvrée. Des précautions doivent être prises lors des différents stades de fabrication de la puce afin de ne pas dégrader la pureté initiale du silicium. Il est possible, pour augmenter cette durée de vie, de faire migrer par diffusion solide à haute température les impuretés déjà présentes dans la couche concernée, vers des zones périphériques moins sensibles. Pour diminuer cette durée de vie, on procède par diffusion d'or pour des dispositifs faibles tension ($< 1000\text{V}$), ou par des techniques d'irradiation pour des dispositifs haute tension. Cette dernière technique consiste à bombarder la zone concernée par un faisceau d'électrons entre 2 et 20 MeV, un rayonnement γ entre 1 et 100 Mrad ou un faisceau de protons à quelques MeV. Ce bombardement provoque, dans le cristal, des micro-dislocations qui agissent comme centres recombinants. Des études ont montré, par des moyens de simulation, qu'il est possible de modifier la vitesse de recombinaison des porteurs minoritaires dans la couche N- et la valeur de la résistance de la couche P⁺ grâce à une irradiation de la puce par des électrons. Ceci permet d'agir sur le courant de latch-up du transistor IGBT [Elmazria].

Toutes ces techniques sont utilisées pour la fabrication des puces IGBT et diodes. Ces puces subissent encore des étapes de traitement avant d'être encapsulées dans un boîtier.

2.3.3.2 Traitement des surfaces, préparation des connexions

a) Le contournage

Dans une jonction à l'état bloquée, le champ électrique dans le volume peut atteindre des valeurs de l'ordre de 10KV/mm et des phénomènes de rupture diélectrique en surface peuvent se produire (contournement de la puce). Pour éviter ceci, il faut biseauter la tranche de la pastille de silicium de façon à répartir, aussi uniformément que possible, les équipotentielles aux abords des puces.

b) La passivation

Cette opération consiste à recouvrir les surfaces libres du composant d'une couche de diélectrique. Celle-ci doit présenter une grande rigidité diélectrique, pour supporter des champs électriques intenses, une grande stabilité vis-à-vis des contraintes électriques, thermiques et mécaniques, et enfin assurer une bonne protection du silicium contre la pollution extérieure. Cette passivation peut être réalisée avant ou après les opérations de métallisation. Elle peut être de deux types :

- Passivation dure réalisée à haute température, avant métallisation, à partir de verre ou d'un système multicouche à base de silicium polycristallin dopé. Cette technique est utilisée pour des composants montés en boîtiers non étanches.

- Passivation tendre réalisée au moyen de caoutchoucs silicones, de résines et de polyamides qui sont appliqués à l'état liquide, puis polymérisés à des températures inférieures à 300°C. Cette technique, n'assurant qu'une faible protection contre la pollution, n'est utilisée que pour des composants montés en boîtiers étanches.

Comme nous le verrons plus tard, cette passivation peut avoir un effet bénéfique sur la fiabilité du module IGBT, au niveau des métallisations des puces IGBT (cf. mode de défaillance).

c) La métallisation

La prise de contacts sur une pastille de silicium nécessite une métallisation des zones concernées. Par un choix judicieux du métal utilisé et de la quantité de dopant dans le semi-conducteur, il est possible d'atténuer l'effet Schottky présent à l'interface entre le métal et le semi-conducteur (différence entre le niveau de Fermi du semi-conducteur et la bande de valence du métal en contact, limitant le passage des porteurs de charges), ce qui rend le contact symétrique et faiblement résistif. Les techniques les plus couramment utilisées sont :

- dépôt d'aluminium ou de nickel par évaporation sous vide,
- dépôt chimique d'or,
- technique de frittage consistant à presser le métal contre le silicium, sous une température inférieure à la température de fusion du métal, de façon à créer une pénétration de ce métal dans le silicium.

Le choix de la technique de métallisation dépend du type de prise de contact et d'encapsulation des puces.

d) La connexion

Dans le cas d'une encapsulation de type module de puissance (puces placées sur un substrat isolant), les techniques de prise de connexions sont les suivantes :

- Le soudage de fil par thermocompression ultrasonique (bonding) utilise un ou plusieurs fils d'or ou d'aluminium écrasés sur un dépôt du même métal. C'est la technique utilisée pour relier les puces aux connecteurs extérieurs du boîtier. Nous verrons plus tard que cette technique de prise de contacts peut induire des défaillances à court ou moyen terme (cf. paragraphe sur le cyclage).
- Le brasage dit "tendre" est réalisé sur une pièce de contact, généralement en cuivre, avec un matériau à basse température de fusion (entre 180°C et 300°C) : étain-plomb, plomb-indium-argent, ... Dans ce cas, la surface de la pastille de silicium est métallisée au nickel de façon à présenter une mouillabilité importante. Cette technique permet d'absorber par déformation plastique les efforts entre la puce et le substrat, efforts dus aux différences de coefficient de dilatation entre les matériaux de ces deux couches. Par contre, dans le cas de déformations de grande amplitude et de fréquence importante (cyclage thermique), cette couche de brasage peut présenter un risque de dégradation. Cette technique de brasage, très économique, est limitée aux dispositifs de faibles dimensions, car elle présente une tenue au cyclage limitée.

2.3.3.3 L'encapsulation

Afin de pouvoir être facilement intégrées dans un équipement, les puces IGBT et diodes formant un interrupteur de puissance sont placées dans un boîtier. Pour les composants de type "bras d'onduleurs", les quatre puces IGBT et diodes sont brasées sur le même substrat isolant. Cette technique dite DCB (Direct Copper Bonding) consiste à recouvrir d'une feuille de cuivre, les deux faces d'une plaquette d'alumine servant à isoler électriquement les puces entre elles, ainsi que les puces du système de refroidissement. Sur l'une des faces, la feuille de cuivre peut être photogravée pour former des plages conductrices dissociées, puis nickelées. Sur ces plages peuvent être réalisés directement le brasage tendre des pastilles de silicium et les connexions de fils par bonding vers les connecteurs extérieurs. De l'autre côté, cet assemblage est brasé sur une semelle en cuivre de plusieurs millimètres d'épaisseur. Cette semelle tient lieu de support mécanique au composant mais aussi permet l'évacuation des pertes générées par les puces. Le boîtier est complété par un capot en plastique supportant les connexions extérieures, et par un gel silicone remplissant l'intérieur du module. La figure II.10 nous montre la structure complète d'un module IGBT de type bras d'onduleur.

Nous avons énuméré les différents procédés appliqués au wafer de silicium afin d'obtenir un module IGBT complet. Ces différentes étapes de fabrication font intervenir plusieurs types de matériaux totalement différents (silicium, aluminium, composés gazeux...) sous des températures très importantes, proches de la température de fusion du silicium (1420°C) : 1200°C pour réaliser une diffusion par exemple. Ces opérations très nombreuses, peuvent générer des micro-défauts d'origine chimique ou structurelle pouvant dégrader la fiabilité du composant. Des tests de déverminage sont menés par les constructeurs afin d'écarter de la vente les lots de composants ayant un défaut de fabrication.

Néanmoins, toutes ces étapes de fabrication peuvent avoir une influence sur la fiabilité "à long terme" des composants. Pour abonder dans ce sens, beaucoup d'études ont été menées sur la fiabilité des oxydes de grille des composants de type MOS. Comme nous le verrons à la fin du paragraphe 2.3.6, le vieillissement de ces oxydes est lié à la présence de site de défaut induit par l'oxydation thermique du silicium.

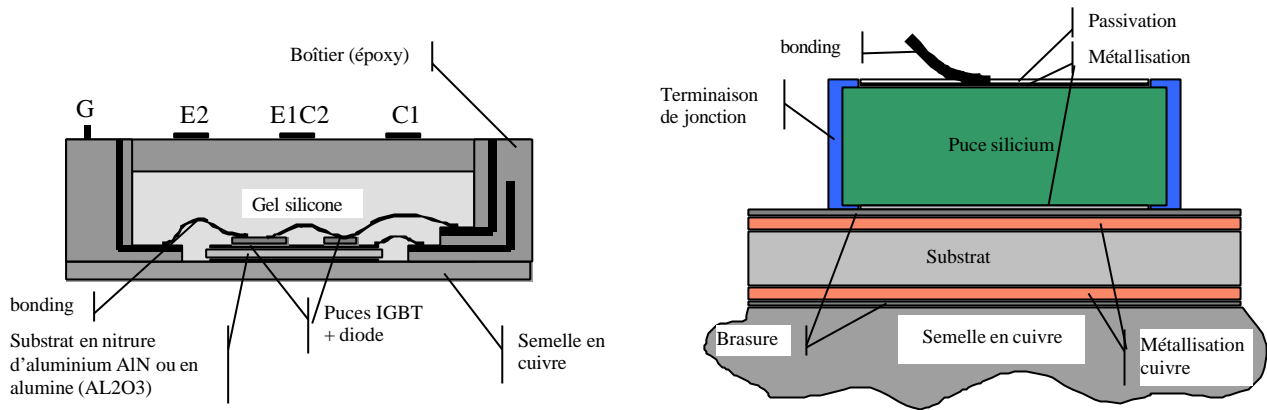


Figure II.10 : Module IGBT complet : packaging et montage d'une puce

Un moyen de pouvoir connaître cette influence consiste à mener une campagne d'essais de fiabilité comme nous l'avons défini précédemment (cf. chapitre I), et à effectuer des analyses post-défaillances fines des modules IGBT. Ces analyses seront corrélées avec la campagne de suivi des caractéristiques de chaque puce.

2.3.4 Comportement électrique du module IGBT au sein d'une cellule de commutation

L'étude des aspects physiques et technologiques des modules IGBT nous a permis de connaître et de comprendre les phénomènes liés à la conduction et à la commutation. Elle nous a aussi permis de mieux cerner les stress appliqués localement sur le composant (champ électrique dans la région de base à l'état bloqué, effort de cisaillement entre la puce et la brasure lors d'une élévation de température du composant ...). Cette approche doit être complétée par l'étude du comportement de tel composant au sein d'une cellule de commutation, afin de définir les contraintes électriques subies par les puces (tension maximale à l'état bloqué, courant maximal à l'état passant...). Ces notions sont essentielles pour comprendre certaines causes de défaillance, mais aussi pour connaître le comportement du composant lorsque celui-ci est en défaut (court-circuit de bras).

2.3.4.1 Caractéristiques statiques de l'IGBT et de la diode

Les caractéristiques statiques de l'IGBT et de la diode, pour une température donnée, sont présentées sur la figure II.11.

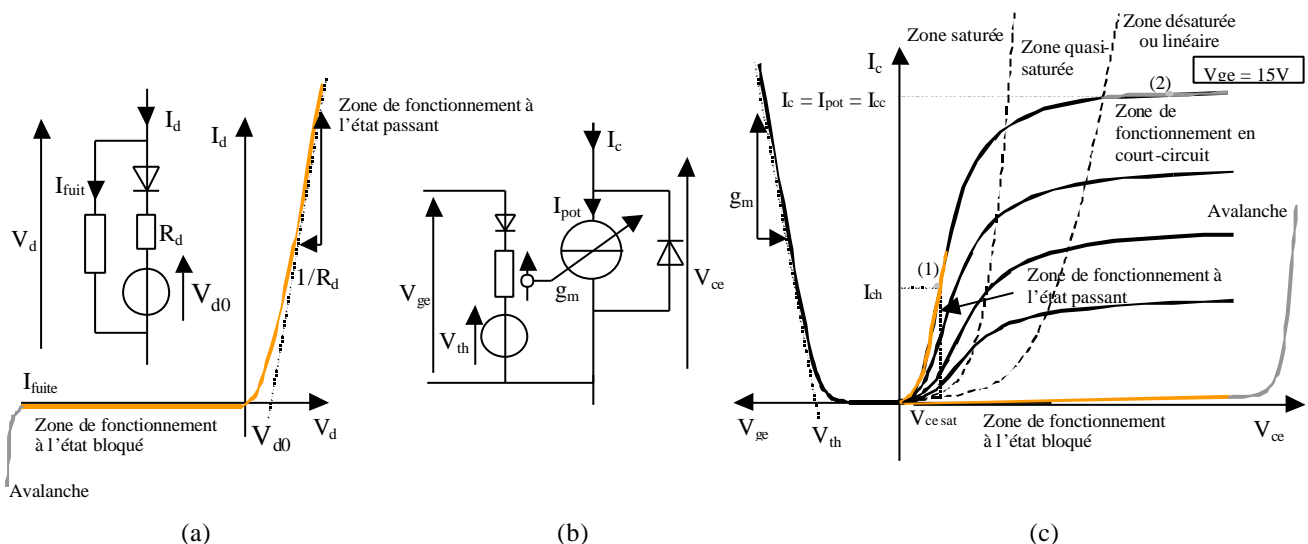


Figure II.11 : caractéristiques et modèle statique pour une diode (a), modèle statique pour un transistor MOS/IGBT(b), réseau de caractéristiques statiques pour un transistor IGBT (c)

L'IGBT est bloqué lorsque la tension de grille V_{ge} est inférieure à la tension de seuil V_{th} (comprise entre 5 et 7V). Le composant supporte donc toute la tension d'alimentation. Il devient passant lorsque la tension de grille est supérieure à la tension de seuil. Le courant, qui est imposé par la charge, transite dans le

composant. En fonctionnement normal, l'organe de commande rapprochée applique $V_{ge} = 15V$, le point de fonctionnement est indiqué sur la figure II.11 par le point (1). Ce point est défini par l'équation :

$$i_c = (1 + \beta) \cdot C_0 \cdot [(V_{ge} - V_{th}) \cdot V_{ce}] \quad C_0 = \frac{\mu_{ns} \cdot C_{ox} \cdot Z_{canal}}{L_{canal}}$$

Avec : β : le gain de la partie bipolaire
 μ_{ns} : la mobilité des porteurs dans le canal N
 C_{ox} : la capacité de l'oxyde MOS
 Z_{canal} : la largeur du canal MOS
 L_{canal} : la longueur du canal MOS

Selon cette relation, la tension à l'état passant est d'autant plus importante que la tension de grille est faible. Pour réduire les pertes par conduction, il est nécessaire de commander le composant avec une tension de grille relativement élevée (typiquement 15V).

Dans le cas d'un court-circuit, les caractéristiques statiques de l'IGBT permettent d'obtenir le point de fonctionnement. Lorsque cela se produit, l'impédance de la maille est extrêmement faible. Le point de fonctionnement se retrouve alors en (2) car l'IGBT se désature ou n'a pas pu se saturer (en fonction du type de court-circuit). L'IGBT se comporte comme un limiteur de courant et son amplitude dépend des caractéristiques du composant dans la zone saturée. De plus, la tension aux bornes du composant est égale à la tension d'alimentation de la cellule. Comme tout transistor ayant un rôle de limiteur de courant dans ces cas là, l'IGBT est soumis à des contraintes très importantes pouvant l'entraîner dans des régimes de fonctionnement extrêmes amenant la destruction de ce dernier. Le courant, lors d'un court-circuit est donné par :

$$i_{cc} = (1 + \beta) \cdot \frac{C_0}{2} \cdot (V_{ge} - V_{th})^2$$

Cette relation nous montre que l'amplitude du courant de court-circuit dépend de la tension de commande (V_{ge}) et de la transconductance. De plus, le gain β et la tension de seuil V_{th} sont sensibles à la température. Durant le court-circuit, la valeur du courant décroît avec l'augmentation de la température. Lorsque la température de génération intrinsèque de porteurs est atteinte, le silicium entre en régime intrinsèque : ses caractéristiques changent du tout au tout et le courant n'est plus maîtrisé.

La diode, quant à elle, devient passante quand la tension à ses bornes s'annule. A l'état passant, elle présente une chute de tension composée par la tension résiduelle aux bornes de la zone de transition V_{d0} (0.6V) et la chute de tension due à la résistivité du silicium R_d . Pour bloquer une diode, il faut que le circuit extérieur annule le courant qui la traverse. A l'état bloqué, le courant de fuite est dû à la présence de charges suffisamment énergétiques pour pouvoir franchir la zone de transition (proportionnelle à la tension appliquée à l'état bloqué). Ce courant augmente avec la température.

2.3.4.2 Caractéristiques dynamiques de l'IGBT et de la diode

Pour analyser le comportement dynamique de l'IGBT et de la diode durant les phases de commutation, il est important de compléter les modèles statiques par les capacités parasites entre les jonctions des semi-conducteurs et de tenir compte du recouvrement pour la diode [Alonso]. Comme dans le cas du MOSFET, la capacité C_{ge} de l'IGBT est constante en tout point de fonctionnement tandis que les capacités C_{gc} et C_{ce} sont non linéaires en fonction de la tension à leurs bornes. Ce phénomène, appelé effet Miller, fait apparaître un plateau sur la tension de grille lors de la commutation. Le modèle complet de l'IGBT est donné sur la figure II.12.

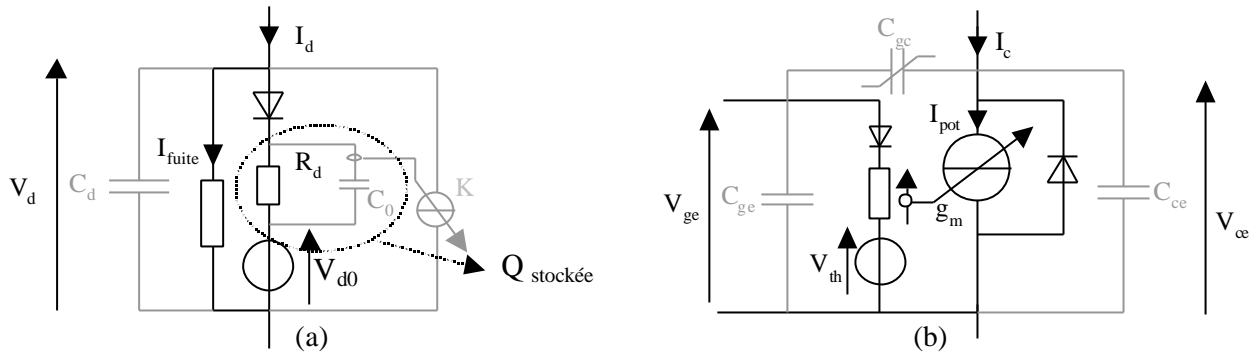


Figure II.12 : modèle dynamique de la diode et de l'IGBT

Pour la diode, le modèle statique est complété par la capacité de la jonction C_d et le courant de recouvrement. Lors du blocage de la diode, une certaine quantité de charges présente dans cette diode doit être évacuée pour que la diode puisse tenir toute la tension à l'état bloqué. Ces charges en mouvement donnent lieu à un courant I_{rr} négatif (cf. figure II.3). Ce courant de recouvrement est proportionnel au di/dt imposé par le circuit extérieur et varie en fonction du courant commuté et de la température.

$$I_{rr} = \left(\frac{di}{dt} \right)_{on} \cdot tr = \sqrt{2 \cdot Q_r \cdot \left(\frac{di}{dt} \right)_{on}} \quad tr = \sqrt{\frac{2 \cdot Q_r}{\left(\frac{di}{dt} \right)_{on}}}$$

Ce courant est représenté par une source de courant pilotée par le di/dt (cf. figure II.12). A partir du modèle de la diode, la valeur de I_{RM} est donnée par :

$$I_{RM} = K \cdot R_d \cdot C_d \cdot di/dt$$

2.3.4.3 Etude d'une commutation à l'amorçage et au blocage dans une cellule

Nous allons nous intéresser au fonctionnement d'une cellule de commutation, vecteur de test pour nos essais de fiabilité. Dans cette cellule sont placés les composants modélisés plus hauts. Cette cellule a une influence sur les contraintes électriques durant les phases dynamiques. Elle est composée de deux interrupteurs comprenant un IGBT et une diode montée en antiparallèle, comme montré sur la figure II.13.

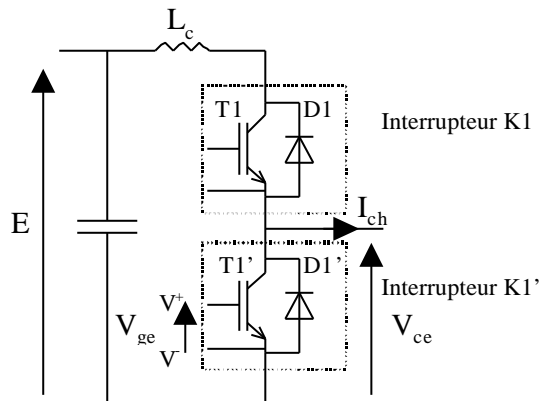


Figure II.13 : cellule de commutation et notation des grandeurs

Le fonctionnement d'une cellule de commutation est régi par des règles très strictes :

- entre deux commutations, un seul interrupteur est passant
- la commutation implique le changement d'état simultané et complémentaire des deux interrupteurs
- une commutation dite "naturelle" au sein d'une cellule est définie par un changement d'état commandé d'un interrupteur, engendrant un changement d'état spontané pour l'autre interrupteur. Le composant qui commute est fonction du sens du courant de sortie.

a) Amorçage d'un IGBT

L'analyse fine des commutations d'un transistor IGBT et d'une diode de puissance, au sein d'une cellule de commutation n'est pas le sujet de cette thèse. Néanmoins, pour nos essais, il est important de

connaître les contraintes appliquées aux semi-conducteurs autant lors des régimes dynamiques que lors des régimes statiques. Pour analyser l'amorçage d'un IGBT, par exemple T1, il faut partir des hypothèses suivantes :

- Le courant de charge est positif et le reste
- On considère que le courant de charge est constant durant la commutation
- On considère que la tension d'alimentation est, elle aussi constante durant la commutation
- La diode D1 est passante

L'amorçage de T1 s'effectue en appliquant une tension de 15V entre grille et émetteur. L'allure de cette tension correspond à la réponse d'un circuit du premier ordre formé par la résistance de grille et la capacité d'entrée de l'IGBT (1). Lorsque la tension de grille atteint la tension de seuil V_{th} , l'IGBT entre en conduction (2). Le taux de croissance du courant peut être imposé soit par l'interrupteur soit par l'inductance de la maille de commutation. Dans notre cas, nous nous plaçons en commutation "dure" avec une inductance parasite très faible (quelques centaines de nH). La croissance du courant est linéaire dans l'IGBT et donc, à courant de charge constant, la décroissance du courant dans la diode est linéaire aussi. Lorsque ce courant vaut I_{rr} , les charges stockées dans la diode ont été évacuées et donc la tension aux bornes de la diode devient négative. Durant ce temps, le courant dans l'IGBT augmente jusqu'à $I_c = I_{ch} + I_{rr}$. Le di/dt a l'expression suivante :

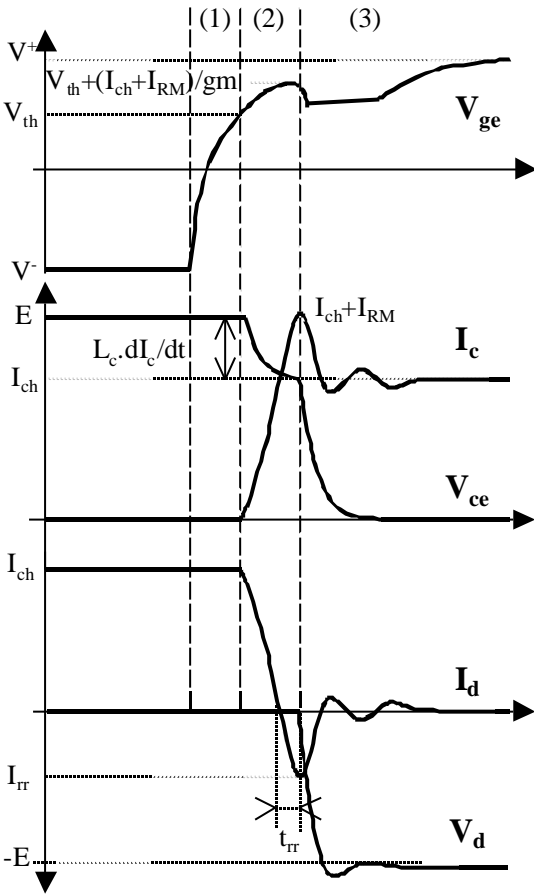


Figure II.14 : Commutation à la fermeture d'un IGBT formes d'ondes

$$\left(\frac{di_c}{dt} \right)_{on} = g_m \cdot \frac{V^+ - V_{th} + \frac{I_{ch}}{g_m}}{R_{on} \cdot C_{ge \min}}$$

Durant cette phase, la tension aux bornes de l'IGBT vaut la tension d'alimentation moins la tension aux bornes de l'inductance de la maille de commutation. Une fois la diode bloquée, la tension décroît jusqu'à V_{cesat} aux bornes de l'IGBT (3). Si on suppose que le dv/dt est très important durant cette phase, la totalité du courant de grille dans l'IGBT sert à décharger sa capacité C_{ge} . La dynamique de la tension est fortement liée à sa commande :

$$\left(\frac{dV_{ce}}{dt} \right)_{on} = \frac{V^+ - V_{th} - \frac{I_{ch}}{g_m}}{R_{on} \cdot C_{gc}}$$

La tension V_{ce} présente une traînée due à la forte non-linéarité de la capacité C_{gc} (capacité Miller) : celle-ci augmente fortement lorsque V_{ce} diminue. Dans l'expression précédente, $C_{gc \min}$ devient $C_{gc \max}$. Cette commutation se termine par l'apparition d'un régime d'oscillations amorties dû aux capacités des interrupteurs et à l'inductance de câblage. Après cette phase de commutation, le courant traversant l'IGBT est égal au courant de charge.

b) Blocage d'un IGBT

Pour bloquer l'IGBT, il faut appliquer une tension nulle ou négative entre grille et émetteur. La tension de grille décroît et atteint la tension de seuil V_{th} (1). Durant cette phase le courant I_{pot} décroît (cf. figure II.11). Ce courant correspond au courant de désaturation de l'IGBT, pour un V_{ge} donné. Lorsque V_{ge} est très légèrement supérieur à V_{th} , I_{pot} devient inférieur à I_{ch} . La différence entre I_{ch} et I_{pot} passe dans la capacité de sortie de l'IGBT et donc V_{ce} augmente : en suivant une parabole lorsque I_{pot} est non nul, en suivant une droite lorsque $I_{pot} = 0$ (2). La dynamique de la tension V_{ce} durant cette phase peut être fixée par deux phénomènes : si on considère que cette dynamique ne dépend que du courant de charge, celle-ci est égale à :

$$\left(\frac{dV_{ce}}{dt} \right)_{off} = \frac{I_{ch}}{C_{oss}}$$

Par contre, si on considère que cette dynamique génère un fort courant capacitif dans C_{gc} , la commande de l'IGBT peut contribuer à la dynamique de la tension (c'est le plus petit dv/dt qui l'emporte). Le courant de grille sert alors à décharger la capacité Miller ce qui fait apparaître un plateau sur la tension de grille. Le dv/dt est alors égal à :

$$\left(\frac{dV_{ce}}{dt} \right)_{off} = \frac{V_{th} + \frac{I_{ch}}{g_m} - |V^-|}{R_{off} \cdot C_{gc}}$$

En même temps que V_{ce} croît, la tension aux bornes de la diode décroît. Lorsque V_{ce} est égale à la tension d'alimentation, V_d est égale à zéro. La diode devient passante et donc le courant dans l'IGBT décroît très rapidement dans un premier temps, puis plus lentement dans un deuxième temps. Lors de cette première phase, la dynamique du courant peut être limitée soit par l'inductance de la maille de commutation :

$$\left(\frac{di_c}{dt} \right)_{off} = \frac{L_c}{V_{ce} - E}$$

Soit par la commande de l'IGBT :

$$\left(\frac{dV_{ce}}{dt} \right)_{off} = \frac{V_{th} + \frac{I_{ch}}{g_m} - |V^-|}{R_{off} \cdot C_{gc}}$$

Il en résulte une forte surtension aux bornes de l'IGBT. La deuxième phase de décroissance du courant correspond à l'évacuation des charges présentes dans la région de base (3).

2.3.5 Contraintes Limites – régimes extrêmes

Dans le champ des contraintes que l'on peut appliquer aux composants de puissance, il existe une frontière entre régime de fonctionnement normal (cf. ci-dessus) et régime extrême. Cette frontière est définie par les contraintes limites applicables au composant.

Ces contraintes limites sont liées soit au packaging, soit aux puces semi-conductrices (IGBT et diode). En ce qui concerne le packaging, ces limites sont d'ordre :

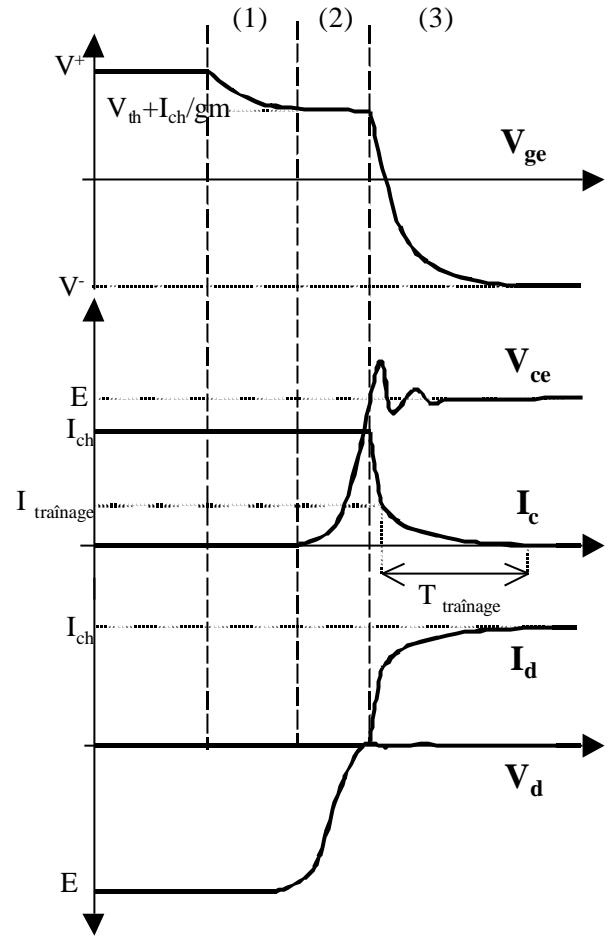


Figure II.15 : commutation à l'ouverture d'un IGBT dans une cellule de commutation, formes d'ondes

- Thermique. En effet, comme nous le verrons plus tard, l'assemblage d'un module IGBT (bondings / puces / brasures / substrat / semelle) est très sensible au cyclage thermique. La durée de fonctionnement de cet assemblage dépend de l'amplitude de ce cyclage.
- Electrique. Les puces étant soumises à des potentiels élevés, il est nécessaire d'avoir une bonne isolation entre les puces, et entre ces puces et l'environnement extérieur. Le substrat en AlN ainsi que le gel silicone joue ce rôle ; cependant, une tension trop importante peut provoquer un défaut d'isolement.
- Environnementale. Le boîtier du composant protège les puces contre les agressions liées à l'environnement du module (humidité, attaque chimique...). Un environnement trop sévère peut altérer le fonctionnement du composant (corrosion).

Ensuite, il y a les contraintes électriques limites applicables aux puces semi-conductrices. Ces limites forment la frontière entre le régime de fonctionnement normal et les différents régimes extrêmes. Les passages entre le régime normal et les régimes extrêmes peuvent être de deux types :

- contraintes statiques trop importantes (tension à l'état bloqué, courant à l'état passant, température des puces),
- contraintes dynamiques trop élevées (di/dt , dv/dt au blocage).

Ces contraintes trop élevées appliquées à une puce peuvent provenir soit de l'extérieur de la cellule de commutation (surtension sur le bus continu...) soit de la cellule en elle-même (court-circuit au sein de la cellule, coupure rapide de ce court-circuit...)

Dans ce paragraphe, nous allons lister tous les régimes extrêmes que peuvent subir les puces diodes et IGBT au sein d'une cellule de commutation.

2.3.5.1 Limite thermique locale

En régime de fonctionnement normal, la température de jonction des puces ne doit pas être trop importante. La température critique peut être définie comme une des quatre températures ci-dessous :

- 1) La valeur spécifiée par les constructeurs de module IGBT qui est égale à 125°C en fonctionnement continu, 150°C en régime de surcharge de courte durée.
- 2) La température de fusion des brasures. Cette température dépend de la brasure (la fusion de la brasure substrat/semelle se produit avant celle de la brasure puces/substrat) et est comprise entre 180 et 200°C. Cette température dépend du mélange plomb-étain utilisé.
- 3) La température intrinsèque du silicium (entre 200 et 300°C). Cette température dépend du matériau utilisé, de la quantité de dopant, de la largeur de bande interdite [Duong]. Au-delà de cette température, la concentration intrinsèque n'est plus négligeable par rapport à la concentration extrinsèque. Les propriétés du silicium sont considérablement dégradées. La résistivité de la puce décroît très rapidement ce qui génère un échauffement fatal pour le module IGBT [Baliga].
- 4) La température de fusion des métallisations qui se situe à 600°C pour des métallisations en aluminium.

La première température citée ne représente pas une limite en soi. Nous verrons par la suite qu'il est possible de faire fonctionner des puces IGBT à une température moyenne de 150°C. La deuxième, quant à elle, peut être limite. La troisième température représente bien une limite à ne pas dépasser au cours du fonctionnement du composant, sous peine de "perdre le contrôle" de la puce IGBT. De plus, les limites physiques des composants de puissance sont modifiées à haute température [Wondrak].

2.3.5.2 L'avalanche électronique

Lorsqu'un composant se bloque, la zone de charge d'espace s'agrandit à l'intérieur du silicium et le champ électrique augmente. Ce champ électrique intense a une action sur les porteurs mobiles présents dans cette région : les électrons se déplacent dans le sens inverse du champ et les trous dans l'autre sens. Ce mouvement s'ajoute au mouvement désordonné dû à l'agitation thermique. Ces porteurs de charge sont donc accélérés par le champ électrique. S'ils acquièrent une énergie cinétique suffisante entre deux collisions successives sur le réseau cristallin, ils peuvent briser des liaisons de covalence et donc générer des paires électrons/trous.

Ces porteurs ainsi générés sont accélérés par le champ et peuvent à leur tour générer d'autres porteurs. Ce phénomène qualifié d'avalanche électronique, se traduit par une augmentation brutale du courant inverse. Au-delà d'un certain seuil, le processus de multiplication est autonome et entraîne le claquage de la puce. Si

le courant d'avalanche n'est pas maîtrisé, l'énergie dissipée au sein du composant peut devenir très importante, entraînant sa destruction par dépassement de la température de fusion du silicium.

La tension de claquage par avalanche électronique dans le silicium représente une limite à ne pas atteindre, en statique comme en dynamique. Cette valeur dépend de la quantité de dopant, de la température, et est rarement atteinte. Elle correspond à une valeur idéale pour une jonction semi-infinie. La tenue en tension de la terminaison de jonction peut faire chuter cette valeur de 10 à 20% selon la technologie choisie (terminaison plane diffusée, anneau flottant, puce biseautée,...) [Baliga]. Un article des Techniques de l'Ingénieur traite de ces problèmes complexes de tenue en tension des composants de puissance [Leturcq]. La tenue en tension d'une puce peut être influencée par autres aspects : imperfection dans le silicium entraînant l'apparition d'un point faible, inhomogénéité du courant de fuite entraînant l'apparition d'un point chaud où les caractéristiques du silicium sont dégradées...

La détermination de la tension d'avalanche électronique est très complexe sur des structures de type IGBT car cette tension dépend de la structure (PT ou NPT), de la quantité de dopant de chaque couche ... Dans tous les cas, il y a claquage lorsque la zone de charge d'espace (dans la région de base), qui s'élargit au fur et à mesure que la tension augmente, entre dans la couche P^+ au niveau de l'émetteur : les trous contenus dans cette zone sont accélérés par le champ et il apparaît un courant de trous important susceptible de détériorer la puce par dissipation importante d'énergie. Dans le cas de la structure PT, la couche tampon permet de modifier la répartition du champ électrique [Baliga]. En effet, pour cette structure, le champ est quasiment trapézoïdal et la puissance dissipée (produit du champ par la densité de courant) y est plus homogène.

2.3.5.3 Retournement ou Latch-up

Le retournement dit statique se produit lorsque le transistor parasite de l'IGBT entre en conduction. Cette mise en conduction est due à un fort courant parcourant la résistance parasite de la couche P^+ prise entre les couches N^- et N^+ (cf. figure II.4). Ce courant génère une chute de tension supérieure à 0.6V, engendrant la mise en conduction du transistor parasite $N^+P^+N^-$. Ce transistor assure, à la place du MOS, l'injection de charges dans la région de base du transistor principal. Ces deux transistors s'auto alimentent. La densité de courant augmente, provoquant le retournement du champ électrique dans la région de base N^- . Dans ce cas, la grille de l'IGBT ne peut plus bloquer le composant et ce défaut irréversible provoque la destruction du composant de puissance. Le latch-up est sensible à la température par l'intermédiaire de la mobilité des trous de la couche P^+ .

Sur les composants actuels, ce retournement se produit lorsque l'IGBT conduit des forts courants (courant de court-circuit).

Le retournement dynamique se produit, quant à lui, lorsque l'IGBT est soumis à un transitoire de forte puissance correspondant à la présence simultanée d'un fort courant et d'une forte tension localisée dans la couche vitale du composant. Ce retournement peut se produire lors de la commutation ou lors d'un court-circuit. Le champ électrique dans la région de base N^- dépend du dopage et du nombre de porteur qui y transite. Si la densité de courant est importante ($300A/cm^2$), elle peut modifier la répartition du champ électrique [Baudesson]. De manière générale, la valeur de courant pour laquelle se produit le latch-up dynamique est inférieure à celle du latch-up statique [Baliga].

2.3.5.4 Claquage de la grille

Une tension entre grille et émetteur trop importante induit un champ électrique important dans l'oxyde de silicium. Au-delà d'une certaine valeur (100V en statique et 50V à 20KHz) la grille entre en avalanche électronique entraînant la destruction de l'oxyde et l'impossibilité de commander le composant. Avec un champ de rupture de $10^7V/cm$, et une épaisseur de 100nm, la tension de rupture est supérieure à 100V. Pour une épaisseur de 50nm, cette tension est inférieure à 50V [Baliga].

2.3.5.5 Cas particulier de la diode

Une dynamique trop importante sur le courant à la fermeture de l'IGBT peut causer la défaillance de la diode de roue libre lors de son blocage. Ce phénomène est d'autant plus important que les diodes de puissance utilisées dans les applications de type onduleur sont rapides. Celles-ci ont l'avantage d'avoir une faible charge stockée à l'état passant qui, lors de leurs ouvertures, s'évacue très rapidement. Le temps de fermeture est alors très inférieur à celui de l'IGBT et le courant de recouvrement inverse maximal est faible.

Cela revient à réduire la durée de commutation, la surtension suite à l'annulation du courant de recouvrement, la surintensité et l'échauffement dans l'IGBT. Par contre ces diodes sont plus fragiles vis-à-vis des surtensions inverses.

A partir de ce constat, cette contrainte survient lorsque le courant de recouvrement est trop élevé. La dynamique du recouvrement est alors augmentée ce qui génère, via l'inductance de la maille de commutation, une surtension inverse aux bornes de la diode. Le cas le plus critique est obtenu lorsque le recouvrement du courant s'effectue brutalement (snapp off). Ce phénomène se produit lorsque les charges stockées dans la diode ne sont pas en nombre suffisant dans la zone vitale [Rahimo]. La forte augmentation du di/dt entraîne alors une très forte surtension aux bornes de l'interrupteur pouvant provoquer la défaillance (court-circuit) de la diode ou bien de l'IGBT en parallèle.

Un autre mode de défaut possible pour une diode de roue libre est sa mise en avalanche dynamique. Ce phénomène apparaît lorsque les conditions de fort courant, de forte tension, de haute température et d'important di/dt sont réunies [Shammas]. Toutefois, les diodes fonctionnant sous des tensions inférieures à 600V sont peu concernées. Celles ayant des calibres supérieurs à 1200V sont par contre plus sensibles puisque l'homogénéisation du courant dans la puce est plus délicate.

2.3.5.6 Résumé

Cette étude nous permet de déterminer une aire de sécurité complète pour l'un interrupteur d'un module IGBT (courant, tension, température), en connaissant à chaque fois la limite entre le régime de fonctionnement normal et les différents régimes extrêmes dans lesquels le composant peut entrer. La figure II.16 représente cette aire de sécurité.

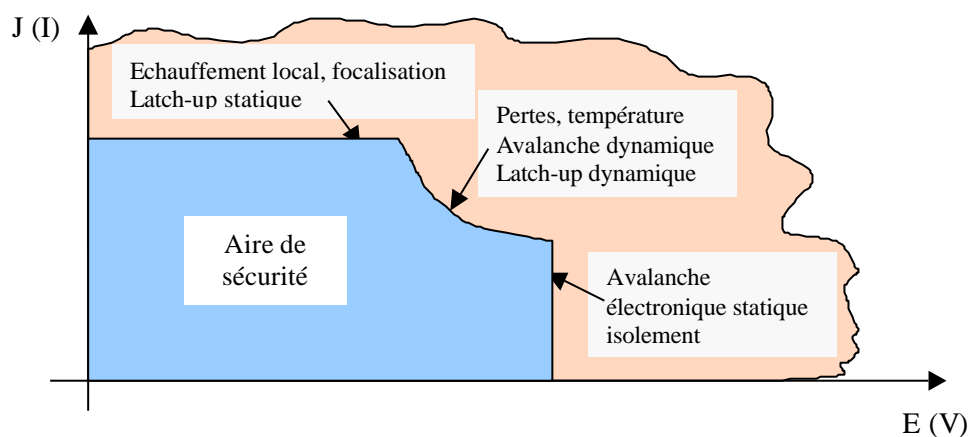


Figure II.16 : aire de sécurité pour un composant de puissance : limite entre le régime de fonctionnement normal et les différents régimes extrêmes

2.3.6 Mécanismes de dégradation et modes de défaillance des modules IGBT

2.3.6.1 Pourquoi ?

Comme tous composant électronique en fonctionnement, les modules IGBT sont soumis à des mécanismes de dégradation et de vieillissement qui peuvent être fonctionnels (liés aux conditions de fonctionnement) ou environnementaux (liés à l'environnement, électrique ou non, du composant). Dans le domaine de la microélectronique, tous ces mécanismes de dégradation et les modes de défaillance des composants ont été très largement étudiés et le sont encore aujourd'hui. Pour ce qui est des composants de puissance, cet état de l'art va nous montrer que la plupart des études qui ont été menées concernent les conséquences du cyclage thermique appliqué aux modules IGBT de forte puissance.

Dans ce paragraphe, nous allons examiner les mécanismes de dégradation appliqués aux composants de puissance. De là, nous allons pouvoir circonscrire les causes de dégradation et les mécanismes amenant à la défaillance. Cette étude bibliographique sera un bon support pour déterminer les répercussions de ces défaillances sur la cellule de commutation. Par mode de défaillance, nous entendons le cheminement qui consiste à passer d'un défaut (fonctionnement anormal, généralement ponctuel, réparable et non observable) qui ne serait par circonscrit à une défaillance de l'entité. La défaillance est, quant à elle la perte permanente et complète de fonctionnalité de l'entité.

2.3.6.2 Les causes

Les modes de défaillance d'un module IGBT au sein d'une cellule de commutation sont constitués d'un enchaînement de phénomènes. Les causes peuvent être multiples, plus ou moins connues, et aboutissent inévitablement à la destruction du composant. Durant ce paragraphe, nous allons faire une énumération non exhaustive des mécanismes de dégradation des modules IGBT en général. Ensuite, nous allons reconstituer le cheminement amenant la défaillance et déterminer à quel moment doivent intervenir les différentes protections.

Les causes de la défaillance d'un composant peuvent provenir de deux sources :

- Elles peuvent être dues aux contraintes appliquées au composant durant son fonctionnement normal (tension, élévation de température, contraintes environnementales...) : ce sont des causes dites externes. Dans ce cas on parle de mécanismes de dégradation ou de vieillissement. Généralement, ces mécanismes amènent le composant à fonctionner hors de son aire de sécurité.
- Elles peuvent être dues aux "défauts" induits dans le composant durant les différents procédés de fabrication (malformation de l'oxyde de grille, défauts de pureté du cristal de silicium, défaut de réalisation du packaging...) : ce sont des causes dites internes. Dans ce cas, on parle d'un manque de qualité du composant et donc de mécanismes de très fort vieillissement (vieillissement anormal)

D'ores et déjà, il est possible d'éliminer la plupart des causes liées aux procédés de fabrication des composants de puissance. Ces composants, en sortie de chaîne de production, sont soumis à des tests de qualité normalisés. Ces tests, effectués sur un échantillon de composants, permettent de détecter ce type de défauts. Ces tests sont résumés dans le tableau I.1 (page 6). Des rapports concernant les résultats de ces tests sont disponibles sur les sites Internet des constructeurs de composants ([Mitsu1] pour Mitsubishi...).

Les causes externes de défaillance des modules IGBT sont décrites dans les paragraphes suivants.

a) Les effets du cyclage thermique

Les mécanismes de vieillissement apparaissant lors du cyclage thermique d'un composant sont les plus connus et les plus étudiés en électronique de puissance. Cette contrainte est généralement appliquée aux composants de moyenne et forte puissance utilisés dans le domaine de la traction : entraînement ferroviaire, véhicule électrique, ... Pour ce type de composants, le cyclage est la cause de défaillance prédominante. Cette contrainte résulte de l'application de cycles de marche et d'arrêt ou de variations de fréquence de modulation sur les dispositifs concernés. Ce cyclage entraîne une forte ondulation de la température au sein du composant et induit des contraintes thermo-mécaniques à l'ensemble des constituants du module (surtout au niveau des interfaces entre les puces et le substrat, entre ce substrat et la semelle du composant, et au niveau des bondings). Ces contraintes résultent d'une forte disparité des coefficients de dilatation des matériaux employés pour le packaging de ces modules (cuivre, alumine, silicium, aluminium...). Cette contrainte majeure limite le nombre de cycles que peut subir le composant avant la défaillance. Dans le cas des composants de type "module de puissance", les conséquences de ce cyclage sont multiples et assez bien connues. Un certain nombre de publications ont été écrites dans ce domaine [Ciappa][Ciappa1][Cova][Hamidi][Ye].

Déconnexion des faisceaux de bonding

La déconnexion d'un fil de bonding est due à l'apparition de micro-fissures entre l'extrémité de ce fil et la métallisation à laquelle il est soudé. De manière générale, ces fils sont constitués d'aluminium pur, de diamètre compris entre 300 et 500µm et soudés par ultrasons sur des métallisations d'émetteurs, en aluminium elles aussi. Ces micro-fissures sont dues à l'application de plusieurs cycles de croissance et de décroissance de la température, sur un empilement de couches, au niveau de la métallisation supérieure des puces, ayant des coefficients d'expansion thermique très différents. Ce cyclage engendre des efforts mécaniques sur la soudure du bonding, entraînant le décollement de celui-ci au bout d'un certain nombre de cycles. Des simulations par éléments finis de l'assemblage bonding/métallisation/puce permettent de déterminer l'amplitude

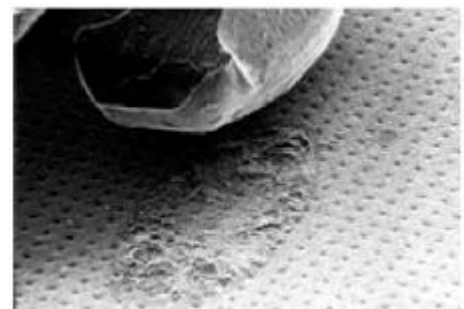


Figure II.17 : décollement d'un fil de bonding après cyclage thermique [Ciappa]

de ces efforts [Ramming] et donc de déterminer le nombre de cycles admissibles avant le décollement des bondings. Cet effet affecte les faisceaux de bonding uniquement au niveau des puces IGBT et diodes du module. La figure II.17 montre le décollement d'un bonding au niveau d'une métallisation d'émetteur d'une puce IGBT. Des techniques permettent de mesurer l'effet de ce décollement et donc nous donne une indication sur la fiabilité du module vis-à-vis de ce mode de défaillance. Une de ces techniques consiste à mesurer l'augmentation de la chute de tension à l'état passant de la puce [Farokhzad]. Plusieurs tests de fiabilité ont été menés sur différentes technologies de report de bonding [Hamidi], notamment sur une technologie mise au point par ABB consistant à reporter une couche de Molybdène entre la puce et le bonding.

Craquelures au niveau des faisceaux de bonding

La génération de craquelures sur les fils de bonding se produit sur les modules de puissance actuels. Cette dégradation est due aux contraintes thermo-mécaniques appliquées sur le fil de bonding. Quand le fil



Figure II.18 : fissure au pied d'un fil de bonding [Ciappa]

est soumis à un cycle de température, il se dilate et se contracte entraînant un déplacement de celui-ci. Etant soudé sur les métallisations, ce déplacement induit une flexion du fil au niveau de ses deux extrémités : pour un fil de 1 cm, l'allongement est de $10\mu\text{m}$ à 50°C et donc induit une augmentation de l'angle entre le fil et la métallisation de $0,05^\circ$. Cette dégradation apparaît à long terme et est souvent due à un défaut de qualité au niveau de la soudure par ultrason. La figure II.18 nous montre le décollement d'un fil de bonding et une fissure sur un autre. Ces défauts sont apparus en même temps, après un effort de cyclage. Des modèles existent pour déterminer le nombre de cycles admissibles avant la fracture du pied de bonding : citons par exemple le modèle de Schafft [Ciappa] ou un autre modèle basé sur le calcul de la contrainte mécanique générée lors du cyclage sur le bonding [Mehrotra].

Déformation des métallisations en surface des puces

Durant le cyclage thermique, les efforts de tension et de compression sont appliqués à la couche de métallisation. La disparité entre les coefficients d'extension du silicium et de la métallisation ainsi que la rigidité du silicium engendre des efforts dépassant la limite de déformation élastique admissible par le contact métallisation/silicium. Dans ce cas, la relaxation du phénomène peut provoquer le fluage de la métallisation, le glissement des grains au niveau du contact ou la dislocation de la métallisation. L'apparition de ces phénomènes dépend de la température des puces. En fonction de la texture de la métallisation, ce phénomène peut amener l'extrusion ou la cavitation des grains d'aluminium au niveau de la métallisation. Cette dégradation engendre une augmentation de la résistance de la métallisation jusqu'à la destruction de la puce. La passivation de cette puce permet de réduire la déformation de la métallisation. La figure II.19 nous présente la déformation d'une métallisation avec et sans la couche de passivation réalisée avec du polyamide.

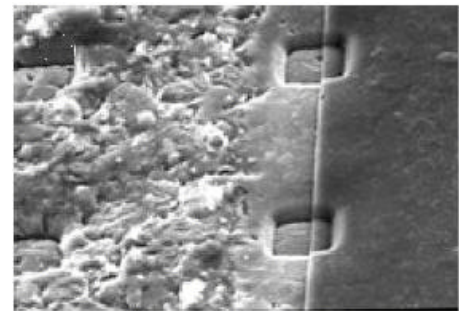


Figure II.19 : déformation de la surface d'une métallisation [Ciappa]

Cassure au niveau du substrat et des puces

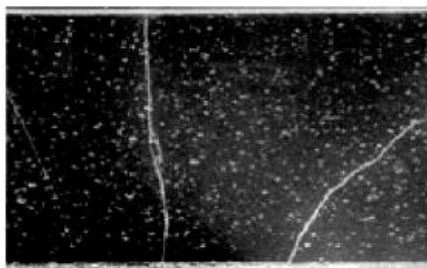


Figure II.20 rupture du substrat d'un module [Ciappa]

Les matériaux les plus cassants utilisés pour la conception de module IGBT sont le silicium et la céramique du substrat isolant. Les micro-fissures déjà présentes dans ces différentes couches, soumises à de fortes contraintes thermo-mécaniques, peuvent croître et amener la rupture totale de la couche concernée. Celle-ci peut intervenir immédiatement après le montage du composant, lors du démarrage du convertisseur ou à long terme (cyclage thermique), selon la taille initiale du défaut. Une cassure du substrat peut provoquer la mise en court-circuit de la puce. La rupture d'une puce

silicium peut être causée par un dommage initial, induit par la soudure des fils de bondings. D'autres défauts dus à la réalisation du packaging peuvent amener ce genre de rupture. La figure II.20 montre la rupture du substrat en alumine d'un module IGBT, soumis au cyclage thermique. Ce type de fissure entraîne la rupture diélectrique au niveau du substrat isolant.

Fatigue des brasures et délamination des puces et du substrat

Le mode de défaillance le plus courant pour les modules IGBT de puissance soumis à du cyclage thermique est le vieillissement et le délaminage des brasures, surtout au niveau de la brasure substrat/semelle. Cette brasure est la plus fragile car la différence entre les coefficients de dilatation du substrat (en alumine) et de la semelle (en cuivre) est la plus grande de toutes. De plus, la différence de température est la plus importante, différence appliquée sur une grande surface. Enfin, la température de fusion de l'alliage utilisé (PbSn) pour cette brasure est la plus faible ($\approx 180^\circ\text{C}$). Ce phénomène de fatigue thermique apparaît aussi sur la brasure puce/substrat. Cette fatigue consiste en la formation de cavités ou l'extension de cavités existantes, à l'intérieur des brasures. Ces cavités ont un impact sur la conduction thermique de l'assemblage : augmentation de la température de jonction des puces concernées qui peut accélérer d'autres phénomènes de vieillissement tel que le décollement des faisceaux de bonding par exemple.

L'importance de cette fatigue dépend de la taille des cavités et de la constitution des alliages utilisés pour faire les brasures [Lefranc]. La taille critique de ces cavités ainsi que leurs emplacements peuvent être déterminées de manière expérimentale ou par des moyens de simulation. Des efforts ont été faits par les fabricants de composants de manière à limiter la formation de cavités lors de l'assemblage du module, en contrôlant le profil de température lors de la formation des brasures et durant les différentes phases de recuit.

La délamination du substrat commence du bord où l'effort de cisaillement est le plus important, et se propage vers le centre de la plaque. Le nombre de cycles admissible par une brasure avant délamination est donné par la loi de Coffin-Manson. Cette loi a pour expression [Ciappa] :

$$N_f = 0,5 \left(\frac{L \cdot \Delta\alpha \cdot \Delta T}{\gamma \cdot \chi} \right)^{\frac{1}{c}}$$

avec : N_f , le nombre de cycles avant la défaillance

L , la dimension latérale de la brasure

$\Delta\alpha$, la différence de coefficient d'extension thermique entre la brasure et le substrat

ΔT , représente l'ondulation de température entre ces deux couches

χ et γ représente l'épaisseur ainsi que le facteur de ductilité de la brasure

c est une constante

Plusieurs moyens existent pour déterminer l'état de fatigue des brasures : l'utilisation de la microscopie à ultrasons pour voir les cavités [Herr], la mesure de la résistance thermique au niveau de l'assemblage, le recours à des tests de type "effort de décollement du substrat" (DIN 41850) où il est possible de mesurer la force à appliquer au substrat pour le décoller de la semelle [Mitic]. la figure II.21 nous montre la structure d'une brasure entre une puce IGBT et un substrat, après cyclage thermique.

Récapitulatif de ces modes de défaillance

Le cyclage thermique appliqué à un module IGBT de puissance amène les modes de dégradation et de vieillissement exposés ci-dessus. Ces différentes dégradations amènent des modes de défaillance divers. Le tableau II.2 énumère tous ces modes de dégradation et présente les différents scénarios provoquant la défaillance du module IGBT.

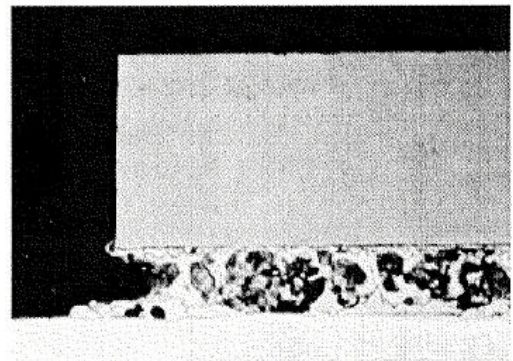


Figure II.21 : délamination d'une puce IGBT [Ciappa]

Modes de dégradation	conséquences	Modes de défaillance du module IGBT
Déconnexion des faisceaux de bonding	Auto-échauffement, ouverture des bondings amenant la génération d'arcs électriques dans le gel silicone et le risque d'explosion	Détérioration de la métallisation, puce en circuit ouvert
Craquelures au niveau des faisceaux de bonding	Augmentation de la résistivité au niveau du contact, auto-échauffement, ouverture des bondings	Puce en circuit ouvert
Déformation des métallisations en aluminium	Dégradation limitée de la résistance de la métallisation, auto-échauffement, ouverture des faisceaux de bonding ou dépassement de la température intrinsèque du silicium	Puce en circuit ouvert ou puce en court-circuit
Cassure au niveau du substrat et des puces	Claquage diélectrique de la couche, création d'un échauffement intense, augmentation du courant de fuite	Puce en court-circuit ou court-circuit entre la puce et le radiateur
Fatigue des brasures et délaminage des puces	Augmentation de la résistance thermique sous la puce, élévation de la température de jonction, dépassement de la température intrinsèque du silicium	Puce en court-circuit

Tableau II.2 : mécanismes de vieillissement des composants soumis au cyclage thermique

Ces modes de dégradation sont parfaitement bien connus car ce sont les mécanismes les plus souvent rencontrés dans les applications de type traction. Beaucoup d'articles ont été publiés dans ce domaine. Beaucoup de tests d'endurance au cyclage thermique ont été menés sur les modules de forte puissance. Le résultat de ces tests donne le nombre de cycles limite supportés par les modules IGBT, en fonction de l'écart de température durant ces cycles [Cova] [Schütze] [Coquery].

Les indicateurs liés à ces phénomènes de vieillissement sont aussi bien identifiés :

- Augmentation de la tension V_{cesat} due à la dégradation de la soudure des bondings,
- Augmentation du courant de fuite entre grille-émetteur due à dégradation de l'oxyde de grille,
- Augmentation de la résistance thermique jonction/boîtier due à la délamination de la brasure substrat/semelle).

Il est possible d'observer l'impact de ces mécanismes de vieillissement sur les formes d'onde à l'amorçage et au blocage de l'IGBT [Coquery2]. Dans le cas de nos études de fiabilité, les modules IGBT ne seront pas soumis à du cyclage thermique de forte amplitude.

b) La corrosion

Le phénomène de corrosion touche toutes les parties métalliques d'un composant et consiste en une somme de réactions chimiques ou électrochimiques entre ces métaux et leurs environnements immédiats. Cette corrosion conduit à une détérioration des parties métalliques du composant (bonding, métallisations...) arrivant, à terme, à leurs destructions totales [Jensen]. Les dégradations dues à la corrosion électrochimique des parties métalliques prennent une part importante en microélectronique et apparaissent si les conditions suivantes sont réunies :

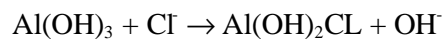
- Présence d'humidité dans le boîtier,
- Apparition d'une polarisation continue,
- Présence d'ions tel que Cl^- ou Na^+ agissant comme des catalyseurs dans les réactions.

Les éléments les plus corrodés dans les composants électroniques sont les plots de connexion. Cette corrosion résulte du transport de chlorure (Cl^-) et d'eau (humidité) venant de l'environnement externe du composant à travers les "pins" de connexions. L'humidité peut aussi s'infiltrer à travers le boîtier. Les

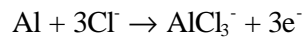
problèmes de corrosion dans les circuits intégrés ont été partiellement résolus en utilisant une couche de passivation protégeant les parties métalliques. Seuls les effets du cyclage thermique (tension superficielle au niveau des métallisations) peuvent diminuer les effets de cette couche [Ciappa].

En électronique de puissance, les modules IGBT sont aussi soumis à la corrosion. Quand les faisceaux de bonding, généralement en aluminium pur, sont mis en contact avec de l'oxygène, une couche d' Al_2O_3 se forme. Cette couche devient de l'hydroxyde d'aluminium ($\text{Al}(\text{OH})_3$) quand l'aluminium est en contact avec de l'eau pure. Quand il est exposé à une autre solution, cet hydroxyde d'aluminium est dissous par des acides forts et des bases fortes. En présence d'un électrolyte, l'aluminium est corrodé [Ciappa]. L'immunité de l'aluminium est fonction du PH de l'électrolyte et de la tension appliquée à cet électrolyte.

Ce phénomène de corrosion touche l'anode et la cathode du composant. La corrosion anodique se produit en présence d'halogénure (chlorure et bromure) et en deux étapes : la couche d'hydroxyde d'aluminium est, dans un premier temps, rendue soluble dans l'électrolyte par la réaction :



Le chlorure d'aluminium est formé par :



Enfin, le chlorure se dissocie et entre encore en solution



La contamination en chlorure est issue des résidus laissés par des processus de fabrication de ces modules, et particulièrement les résidus d'halogénure utilisés pour améliorer la mouillabilité des surfaces des puces avant la soudure. La corrosion cathodique, quant à elle, affecte les composants utilisant des verres phosphosilicate comme passivation ou en tant que couche isolante. Si le phosphore servant de dopant aux



Figure II.22 : rupture d'un bonding d'émetteur due à la corrosion [Ciappa1]

puces excède 5% ; il peut être réduit et former de l'acide phosphorique qui corrode les métallisations. L'identification des causes mises en jeu pour corroder un module IGBT est très complexe. En effet, le boîtier d'un module IGBT constitué de différents métaux et alliages est confronté à de multiples sources de contaminations. De plus, il est soumis à des gradients de température et des stress mécaniques importants. Enfin, le composant actif et les faisceaux de bonding sont noyés dans un gel de silicone dont l'influence sur les mécanismes de corrosion n'est pas connue.

La figure II.22 nous montre deux bondings à différents stades de corrosion, le module IGBT étant soumis à du cyclage thermique (après plus d'un million de cycles). Les effets de la corrosion des faisceaux de bonding sont amplifiés par le cyclage

thermique (en plus de la corrosion, les bondings sont soumis à des efforts mécaniques qui accélèrent leurs ruptures). La corrosion au sein des modules IGBT peut aussi former des bulles de gaz dans le gel silicone durant des essais à haute température (dégagement gazeux dû aux différentes réactions chimiques).

c) L'électromigration

Le phénomène d'électromigration peut apparaître au niveau des métallisations des circuits intégrés quand la densité de courant devient grande ($> 0,5 \cdot 10^6 \text{ A/cm}^2$). Une température élevée accélère le processus. Quand un courant électronique traverse un conducteur, une certaine quantité de mouvement de ces électrons est transférée aux atomes du conducteur entraînant un mouvement de ces atomes dans la direction du flux d'électrons [Jensen]. L'électromigration peut seulement avoir lieu sur les métallisations s'il y a une divergence du flux. De telles situations peuvent être présentes lorsque l'état de surface des connections métalliques n'est pas parfait (présence de grains de frontières et d'impuretés). Quand c'est le cas, un vide sera créé. Ce vide se développe et peut donner naissance à une craquelure sur la métallisation,

entraînant une augmentation de la résistance de la métallisation jusqu'à l'ouverture du circuit. La masse d'aluminium étant conservée, la création de vide engendre la formation d'accumulations d'aluminium ailleurs. Ces accumulations forment des monticules qui peuvent s'élargir et créer un court-circuit avec une métallisation adjacente ou causer une fracture sur une couche de diélectrique. Beaucoup de travaux ont été menés, durant des années, sur ce mécanisme de défaillance et aujourd'hui, le phénomène d'électromigration en micro-électronique est parfaitement bien connu, malgré que peu de défaillances soient dues à l'électromigration.

Ce phénomène est accéléré avec la température avec une énergie d'activation de l'ordre de 0,5 à 0,7 eV. Le cyclage thermique a un effet d'accélération sur ce phénomène à cause de la dégradation des contacts au niveau des bonding (augmentation de la température) et de l'apparition d'efforts mécaniques intenses au niveau des métallisations. C'est pour cette raison que le phénomène d'électromigration a aussi été étudié dans le cas de composants de puissance soumis au cyclage thermique [Ye].

Un autre type d'électromigration existe et met en jeu la puce silicium où sont réalisées des métallisations. Comme décrit précédemment, au niveau de la zone de contact entre le silicium et la métallisation, il y a migration des atomes d'aluminium ou de silicium. Dans un premier temps, l'aluminium d'une métallisation peut migrer et créer un vide entre cette métallisation et la puce silicium. A terme, ce mode de dégradation peut engendrer la rupture de la métallisation et donc l'ouverture du circuit. Selon le sens du courant, l'électromigration peut se produire dans l'autre sens : l'échange de quantité de mouvement entre les atomes de silicium et les électrons peut provoquer la migration d'atomes de silicium dans la métallisation en aluminium. Par un effet de réaction inverse, l'aluminium migre dans la puce de silicium. Ce phénomène crée des "spikes" d'aluminium qui, au fur et à mesure, se développent de plus en plus profondément dans la puce silicium, jusqu'à former un court-circuit. Les jonctions peu profondes sont naturellement plus susceptibles à ce phénomène. L'application de barrières de diffusion en Tungstène freine l'évolution de ce phénomène.

Le taux de défaillance dû à l'électromigration de contact est évalué à partir de tests de durée de vie accélérés en soumettant le composant à un fort courant et une température élevée et constante. Le défaut pour ce mécanisme de dégradation est avéré lorsque le courant de fuite de la jonction concernée dépasse une certaine valeur (100µA à 10V) [Jensen]. Ce phénomène d'électromigration diffusive n'est pas seulement un mécanisme de défaillance à long terme. Des études ont montré que durant les procédés de fabrication, notamment pendant les phases de métallisation, la formation de "spikes" est rendue possible à cause de la haute température nécessaire pour réaliser cette opération (entre 500 et 600°C).

Dans le domaine de l'électronique de puissance, peu d'études ont été menées concernant ce mécanisme de défaillance. Toutes les observations décrites plus haut sont issues d'études menées sur la fiabilité des composants en micro-électronique. Ce que l'on peut dire aujourd'hui concernant les composants de puissance, c'est que toutes les conditions sont réunies pour voir apparaître ce phénomène. Les travaux que nous menons sur la fiabilité de ces composants nous permettront sûrement de déterminer si oui ou non ce mécanisme de défaillance joue un rôle dans le vieillissement des modules IGBT. Le courant de fuite des puces sera un paramètre à surveiller.

d) Le phénomène de décharges partielles

Le phénomène de décharges partielles apparaît dans tous matériaux isolants, soumis à un champ électrique et contenant des inclusions gazeuses. La rigidité diélectrique d'un gaz est inférieure à celle d'un matériau solide isolant. Lorsque l'on applique une tension à un diélectrique contenant des inclusions gazeuses, des micro-décharges très localisées peuvent se produire dans ces inclusions. De manière générale, les décharges partielles ont lieu au voisinage des discontinuités ou le champ électrique est très inhomogène. Ces renforcements du champ électrique causent un amorçage dans le gaz contenu dans les inclusions. Ces décharges répétitives au cours du temps génèrent beaucoup de composés :

- La carbonisation du matériau diélectrique et la génération de gaz corrosifs comme l'ozone,
- Dégagement local de chaleur modifiant les caractéristiques du diélectrique,
- Emission de rayonnement à haute énergie (UV, rayon X).

Tous ces composés participent à la dégradation locale du matériau diélectrique (dégradation chimique et thermique, érosion...) et donc à l'agrandissement de ces inclusions gazeuses. A long terme, ces décharges provoquent la perforation de l'isolant. Cette perforation débouche sur la création d'un canal conducteur à travers l'isolant par claquage diélectrique du gaz de l'inclusion. Ce phénomène de décharges partielles a été

et reste très étudié dans le domaine des matériaux diélectriques utilisés en génie électrique : films isolants (polypropylène) utilisés dans les condensateurs plastiques, isolation des câbles de transport de l'énergie électrique...

Les constructeurs de module IGBT s'intéressent aussi à ce phénomène qui se développe dans le substrat isolant des modules IGBT haute tension (3,3 KV). Depuis 1995, EUPEC [Schütze] procède à des mesures de décharges partielles sur ces modules IGBT, et a pu limiter ce phénomène dans les substrats isolants, par un changement de matériaux (passant de l' Al_2O_3 à l' AlN en 1996). Les techniques de mesure de ces décharges partielles sont nombreuses et variées et sont normalisées (IEC270). Une de ces techniques consiste à soumettre le diélectrique à un champ électrique intense et de mesurer le courant de fuite avec une grande précision. Sur un horizon de temps donné, un certain nombre de décharges vont se produire et la mesure du courant permet de déterminer la quantité de charges électriques produites par ces décharges (de l'ordre de la dizaine de pico Coulombs). Une adaptation de cette technique de mesure permet de diminuer la tension durant l'essai, tout en ayant une mesure précise [Breit] (application d'une tension sinusoïdale). Aujourd'hui, ce phénomène de décharges partielles n'a pas été observé sur des modules IGBT de moyenne puissance (i.e. pour des calibres en tension de l'ordre de 600V, par exemple).

e) Les effets du rayonnement cosmique

Ce que l'on appelle rayonnement cosmique, c'est le flux de particules hautement énergétiques (plusieurs Krad) reçues quotidiennement sur Terre. Ces particules sont issues de l'espace mais aussi du soleil. La plus belle illustration de ce phénomène est l'apparition des aurores boréales au niveau des pôles sur Terre. Sur les composants électroniques, ces particules peuvent générer des charges par collision dans les oxydes de grille et dans le corps du composant. La présence de cette nouvelle quantité de charges a pour effet d'abaisser la tension de seuil de ces composants, de quelques millivolts. La robustesse aux éléments parasites est alors réduite et il peut y avoir un risque d'amorçage du transistor, voire même apparition du phénomène de latch-up pour les transistors IGBT. Les particules les plus lourdes et les plus énergétiques peuvent créer des dégâts importants dans les oxydes de grille.

Les premiers composants de puissance affectés par les effets du rayonnement cosmique ont été les thyristors, les GTO et les diodes de fortes puissances. Ceci est dû au fait que ces composants présentent une surface d'impact importante. Des règles de design ont été adoptées pour durcir ces composants vis-à-vis de ces effets. Les puces IGBT sont, quant à elles, plus sensibles au rayonnement cosmique mais la modélisation de ces effets du point de vue de la fiabilité est plus complexe [Zeller] (complexité de la distribution du champ électrique sur ces structures).

Il est très difficile d'obtenir des données de fiabilité concernant les effets du rayonnement cosmique. La collecte d'informations de défaut, pour des conditions de fonctionnement nominales, est très longue et très difficile : pour les composants "bas signaux", le taux de défaillance associé au rayonnement cosmique est compris entre 2 et 10 FIT. Là aussi, des tests accélérés sont possibles en bombardant les composants avec un canon à neutrons (800MeV) ou en augmentant artificiellement le flux de particules en effectuant des tests à haute altitude [Findeisen].

La défaillance induite par le rayonnement cosmique entraîne une augmentation importante du courant de fuite et la perte de capacité de blocage des dispositifs. Dans la partie silicium des composants, ce rayonnement génère à terme un filament de silicium fondu. La figure II.23 représente la coupe transversale d'une puce détériorée par le rayonnement cosmique durant des tests accélérés. L'indicateur d'une dégradation des puces est donc une augmentation forte du courant de fuite de ces puces à l'état bloqué. Le taux de défaillance total de la puce est donné par l'intégrale de la probabilité de défaillance locale et dépend de la distribution locale du champ

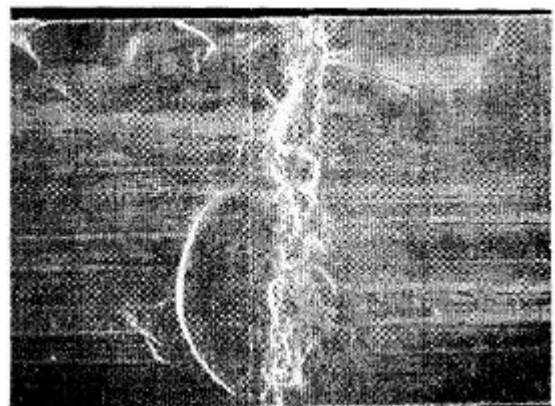


Figure II.23 : fusion locale du silicium d'une puce (vue en coupe) due au rayonnement cosmique [Findeisen]

électrique. Pour l'IGBT ce calcul est plus complexe. Néanmoins par un calcul numérique de ce champ électrique localisé, il est possible de déterminer ce taux de défaillance par unité de surface et en fonction du champ.

f) Le vieillissement des oxydes de grille

Effets aux interfaces

Les défaillances intervenant dans les diélectriques sont dues aux mouvements de charges dans le diélectrique ou aux interfaces entre le diélectrique et le semi-conducteur.

Les avancées technologiques effectuées dans le domaine de l'électronique ont engendré une diminution de l'épaisseur des oxydes de grille, toujours alimentés par les mêmes niveaux de tension. En conséquence, le champ électrique appliqué à ces oxydes a augmenté ; 2MV/cm devient une valeur courante. Ce champ électrique participe à l'injection de charges à travers l'interface silicium/oxyde et oxyde/métallisation.

Les mécanismes physiques d'injection de charges sont les suivants : injection thermoélectronique (Shottkey) ou effet tunnel (Fowler-Nordheim). L'effet Shottkey correspond au fait que certains électrons possédant une énergie importante, supérieure au niveau de Fermi de l'isolant, parviennent à passer dans l'isolant. Ce passage est facilité par un abaissement de la barrière énergétique (niveau de Fermi) au niveau de l'interface entre la métallisation et l'oxyde par exemple, lié à la présence d'une "charge image" opposée à la charge présente dans la métallisation. L'injection de type Fowler-Nordheim, quant à elle, résulte du fait que certains électrons situés dans la bande de conduction de la métallisation (par exemple), parviennent à passer dans la bande de conduction de l'oxyde (SiO_2) en traversant la barrière énergétique [Groeseneken]. Cette traversée est rendue possible parce que ces électrons possèdent une énergie cinétique importante et qu'un champ électrique intense fait diminuer la distance à traverser (figure II.24). Les électrons injectés possèdent une mobilité importante et, selon les caractéristiques de l'oxyde, le courant de conduction peut être limité par l'injection. La figure II.24 illustre ces deux phénomènes d'injection. La densité de courant obtenu par effet Fowler-Nordheim est donnée par l'expression suivante :

$$J_{FN} = A \cdot E_{ox}^2 \cdot \exp\left(\frac{-B}{E_{ox}}\right)$$

Avec : A et B deux constantes liées à la masse effective des électrons dans la bande de conduction et à la hauteur de la barrière Métallisation/ SiO_2

La densité de courant obtenue par effet Shottkey est donnée par l'expression suivante :

$$j = AT^2 \exp\left(\frac{F_0 - \beta_s \sqrt{E}}{kT/q}\right)$$

avec :

$$A = \frac{4pqmk^2}{h^3}$$

$$\beta_s = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{q}{p\epsilon}}$$

A est la constante de Richardson-Schottky :

q = charge de l'électron

m = masse de l'électron

k = constante de Boltzmann

h = constante de Planck

β est la constante de Schottky

ϵ = permittivité du matériau

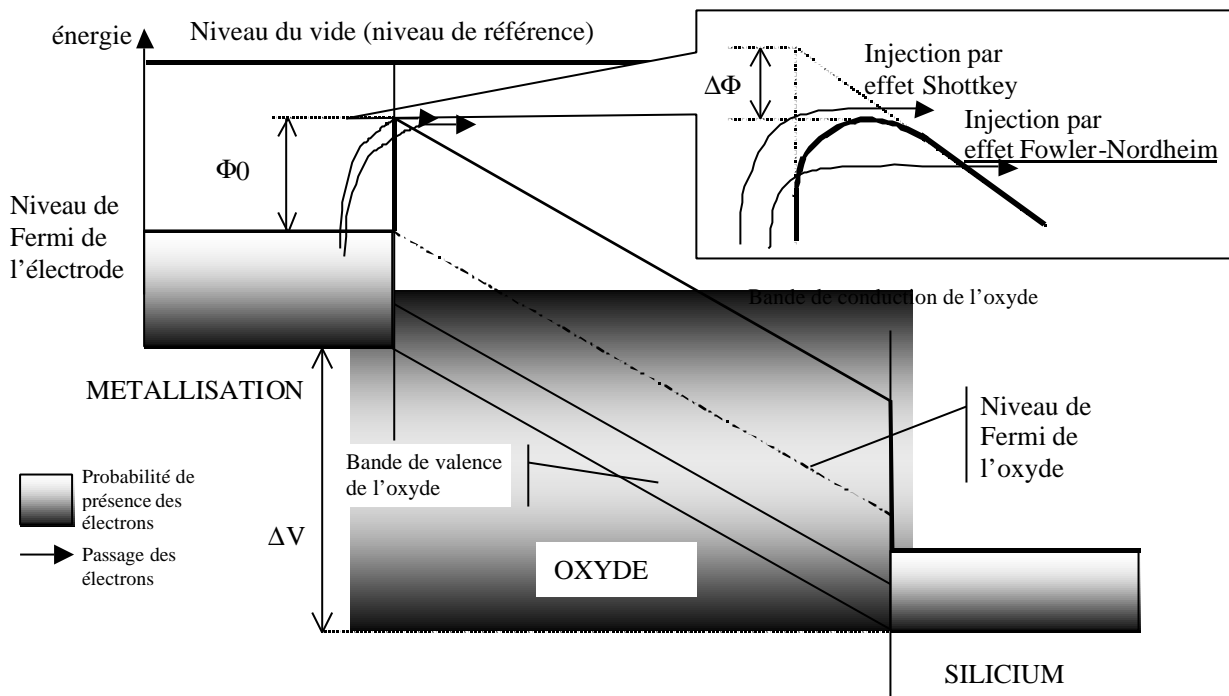


Figure II.24 : illustration des phénomènes d'injection dans le schéma de bande des interfaces métallisation/oxyde/silicium sous tension positive

Le résultat de cette injection est une dégradation des performances du composant, se traduisant par une augmentation de la tension de seuil et une diminution du gain du transistor [Jensen]. Le champ dans l'oxyde accélère les électrons qui acquièrent une énergie cinétique très importante (c'est pour cela qu'on les appelle des électrons "chauds"). Une partie des ces électrons injectés sont piégés dans l'oxyde. Ces charges piégées peuvent engendrer des variations des paramètres de la puce, voire même des défaillances. Le phénomène d'électrons chauds est le plus répandu et a une énergie d'activation négative (diminution de l'effet avec l'augmentation de la température). Il est dépendant de la constitution du transistor, de la tension appliquée et de la qualité de l'oxyde. Certains articles traitent de ces problèmes d'injection, de conduction et de piégeage de charges dans les oxydes [Groeseneken][Bardonnie]. Le phénomène de piégeage de charges injectées par effet Fowler-Nordheim a même été caractérisé sur des structures micro-électroniques (mémoire EEPROM) [Ciappa2]

Défaillance des oxydes

Les défauts intervenant au sein des oxydes de grille des transistors, sont importants. On peut citer la rupture diélectrique de l'oxyde due à une accumulation de défauts (vieillessement), les décharges électrostatiques, la contamination ionique, ... La physique liée au processus de vieillissement des oxydes de grille et à la rupture diélectrique est très complexe. Aucun modèle générique n'existe. Pourtant, il est admis que, de manière générale, la rupture diélectrique est le résultat de dégradations continues des caractéristiques du matériau, dans le volume et aux interfaces. Ce vieillissement peut être dissocié en deux phases : une première où les "défauts" de l'oxyde s'accumulent et une seconde où ce niveau de dommage atteint un niveau critique, amenant la destruction locale de la couche d'oxyde [Ciappa]. Plusieurs modèles existent, qui décrivent de manière assez plausible les nombreux résultats expérimentaux obtenus. La défaillance d'un oxyde se traduit par l'apparition d'un fort courant local traversant la couche et formant un court-circuit. La localisation de cette défaillance est en général un site de défauts sur l'oxyde (point faible). Ces défauts peuvent être macroscopiques et causés par une détérioration de l'oxyde durant les phases de gravure, par exemple. Ce type de défaut entraîne généralement une défaillance rapide du composant, qui peut être détectée durant les essais de déverminage pratiqués par les fabricants de composant.

La présence de micro défauts se révèle, quant à elle, par un effet d'usure à long terme sur le composant. Indépendamment de la taille du défaut, les mécanismes physiques responsables de la rupture de l'oxyde sont les mêmes. Selon le modèle d'impact ionisant par exemple, la rupture est causée par l'accumulation de trous sur un défaut initial: le point faible de l'oxyde. Ces trous sont créés par des électrons générés par impact ionisant ou injectés. Ces trous piégés au niveau des sites de défaut occupent une surface

faible sur l'oxyde et favorisent une augmentation du champ électrique de manière très localisée. Cette augmentation du champ favorise les phénomènes d'injection. Cet effet de type "boule de neige" précipite la rupture diélectrique de la couche d'oxyde. Cette rupture se traduit par la présence d'un canal conducteur dans l'oxyde.

La température, ainsi que la tension, a un effet accélérateur sur ce phénomène de rupture [Manca]. Des études ont montré que la loi d'Arrhenius, généralement utilisée pour quantifier cette accélération, n'est pas applicable dans ce cas là [Kaczer]. Le logarithme du temps de rupture diélectrique diminue de manière linéaire avec la température.

Le facteur le plus important dans la rupture diélectrique de n'importe quel oxyde, pour une épaisseur et une tension donnée, est la qualité de cet oxyde. Le processus d'accroissement de cet oxyde permet de maîtriser sa qualité. La détermination de l'intégrité de ces couches oxydes peut se faire par des tests accélérés ou par des essais spécifiques tels que la technique de la rampe de tension. Cette technique consiste à soumettre l'oxyde à une rampe de tension calibrée et à mesurer le courant de fuite. La rupture diélectrique est définie par la tension pour laquelle le courant de fuite augmente brusquement. Les résultats de ces tests accélérés (haute température, tension élevée) permettant de caractériser la rupture diélectrique d'un oxyde de grille sont représentés de la manière suivante : durant les différents essais réalisés, on trace la distribution cumulative de défaillances en fonction du temps (figure II.25).

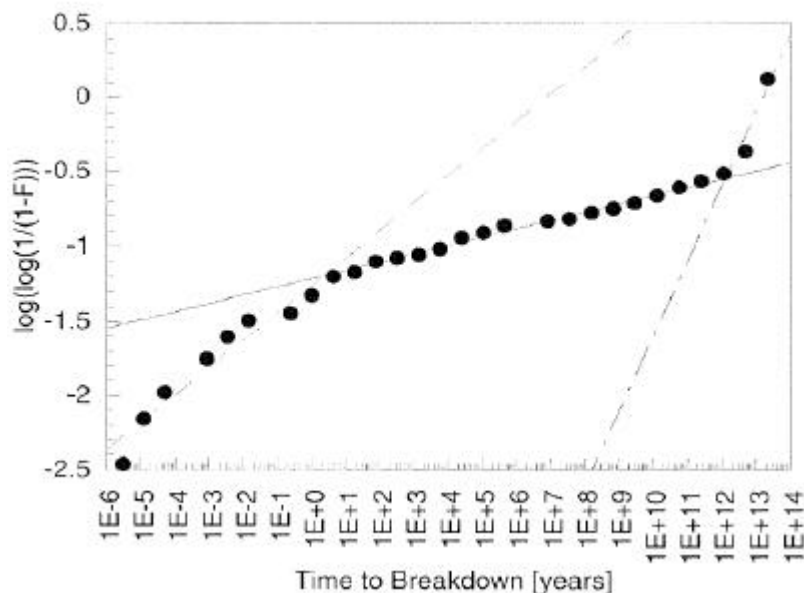


Figure II.25 : distribution cumulée de défaillances en fonction du temps pour un oxyde de 50nm d'épaisseur, soumis à une rampe de tension de 1V/s (équivalent un champ de rupture constant de 3MV/cm)[Ciappa]

Le temps de défaillance d'un oxyde durant ces tests a un caractère statistique, dépendant de la nature et de la densité des défauts dans l'oxyde (défauts créés ou déjà présents dans cet oxyde). Là aussi, il est possible de distinguer trois zones sur ces courbes: les défauts précoces liés aux processus de fabrication (défaillance intervenant tôt et pour des champs électriques faibles), des défaillances dites aléatoires et des défauts liés à la dégradation des propriétés intrinsèques de l'oxyde.

En électronique de puissance, tous ces phénomènes de dégradations d'oxyde se produisent aussi. Une étude très intéressante et très complète menée par Mauro Ciappa a permis de modéliser la fiabilité des oxydes de grille des transistors IGBT [Ciappa].

2.3.7 Conclusion

Tout au long de ce paragraphe, nous avons fait une énumération des mécanismes de dégradation et de vieillissement que peut subir un composant électronique. Durant cette étude, nous avons mis en évidence les mécanismes observés et étudiés sur les modules IGBT de forte puissance (cyclage, décharge partiel, dégradation d'oxyde) et découvert des mécanismes depuis longtemps étudiés dans le domaine de la micro-électronique (corrosion, électromigration ...). Beaucoup de ces mécanismes ont été observés sur les composants IGBT. Les travaux que nous menons sur la fiabilité des modules IGBT pourront nous éclairer sur le développement ou non de ces mécanismes de dégradation au sein des composants de puissance.

Cette étude bibliographique nous permet d'établir le tableau suivant, qui énumère tous les mécanismes de dégradation (causes) cités ci-dessus, les conséquences électriques et physiques subies par le composant et enfin, défini les modes de défaillance rattachés à toutes ces causes. Ces mécanismes de dégradation peuvent se traduire par une modification des paramètres électriques du composant. La dernière colonne de ce tableau nous donne les paramètres électriques à surveiller, témoins de l'apparition et de l'amplitude de ces dégradations. Dans certains cas, des mesures dites spécifiques sont nécessaires, mesures nécessitant une ouverture des boîtiers des composants, par exemple.

Causes	Conséquences physiques	Conséquences électriques / thermiques	Mode de défaillance	indicateurs
Cyclage	Décollement des bondings Dégradation des bondings Dégradation des métallisations Fissure des puces et des substrats Délamination des brasures	Déconnexions des faisceaux de bonding. Augmentation locale de la température. Augmentation de V_{cesat} et de la résistance thermique jonction/boîtier	Puces en circuit ouvert ou en court-circuit selon le mode dégradation	Chute de tension, résistance thermique jonction/semelle
Corrosion	Attaque chimique des bondings et des métallisations	Déconnexions des faisceaux de bonding	Puce en circuit ouvert	Chute de tension
Electromigration	Infiltration d'aluminium dans les puces silicium	Diminution de la résistance de contact Si/métallisation	Puce en court-circuit	Courant de fuite
Décharges partielles	Agrandissement des micro-cavités dans le substrat isolant, création d'un canal conducteur dans le substrat	Perte d'isolation entre collecteur et radiateur pour une puce. Court-circuit	Puce en court-circuit	Mesure spécifique (quantité de charges lors des décharges)
Rayonnement cosmique	Génération de charges dans les oxydes de grille. Dégradation physique des puces silicium	Rupture diélectrique de l'oxyde de grille. Court-circuit de puce	Commande en court-circuit. Puce en court-circuit	Tension de seuil, courant de fuite
Vieillessement de l'oxyde	Injection et piégeage de charges dans l'oxyde. Dégradation de la qualité de l'oxyde	Rupture diélectrique de l'oxyde de grille	Commande en court-circuit. Puce en court-circuit	Tension de seuil

Tableau II.3 : les différents mécanismes de dégradation et de vieillissement apparaissant sur les modules de puissance

Ce travail d'analyse des mécanismes de dégradation et de vieillissement au niveau du composant, constitue une base solide pour pouvoir analyser les modes de défaillance d'un module IGBT au sein d'une cellule de commutation. Le premier constat que l'on peut faire est que le mode de défaillance le plus probable pour une puce semi-conductrice (IGBT et diode) est le court-circuit physique. Toutes choses étant égales par ailleurs, beaucoup de mécanismes de dégradation ou de vieillissement aboutissent à ce mode de défaillance. Un des objectifs de ces travaux de fiabilité sera de déterminer quel est le taux de défaillance des modules IGBT vis-à-vis de tous ces mécanismes de dégradation. D'ores et déjà, il est possible d'éliminer les mécanismes liés aux cyclage thermique. Les premiers essais de fiabilité n'ont pas inclu ce volet (ils se dérouleront à température de jonction constante).

Concernant les mécanismes de dégradation, la société Sematech a édité en 2000 un glossaire très intéressant de tous ces mécanismes subis par un composant semi-conducteur [Sematech]. Dans ce document, on peut y retrouver toutes les expressions des "temps moyen avant défaillance" vis-à-vis de ces mécanismes.

Le paragraphe qui suit reprend tous les thèmes précédent mais concerne les condensateurs électrolytiques utilisés lors de nos essais.

2.4 Les condensateurs électrochimiques en électronique de puissance

2.4.1 Introduction

Les condensateurs électrochimiques sont un des éléments constituant les convertisseurs statiques. Ils assurent les fonctions de filtrage et de stockage de l'énergie au sein de ces dispositifs. Durant leur fonctionnement, ces composants sont soumis à des contraintes électrothermiques entraînant leur vieillissement et à terme des défaillances. Ce vieillissement, nous allons le voir, peut être observé et même prédit. Dans ce paragraphe, nous allons passer en revue toutes les étapes du fonctionnement de ce type de condensateur : de sa fabrication (constitution, matériaux utilisés, principes physiques), à son utilisation (contraintes appliquées, vieillissement) jusqu'à sa défaillance (mode de défaillance, durée de vie, conséquences pour les convertisseurs).

2.4.2 Constitution d'un condensateur

Un condensateur est constitué d'un matériau diélectrique placé entre deux électrodes planes. Les condensateurs électrolytiques sont obtenus à partir de deux feuilles d'aluminium (anode et cathode) de très grande pureté (99.98%) et d'épaisseur comprise entre 50 et 100µm. Le tout est plongé soit dans une solution conductrice légèrement acide appelé électrolyte (cas général), soit dans une solution alcaline (électrolyte alcalins). En appliquant une différence de potentiel positive entre la feuille d'aluminium et l'électrolyte, on provoque une réaction électrochimique appelée oxydation anodique qui conduit à la formation d'une couche d'alumine (Al_2O_3) sur la feuille. Cet oxyde constitue un excellent diélectrique dont la permittivité relative est voisine de 8 et dont les pertes sont très faibles. Jusqu'à une tension de 600V, l'épaisseur de la couche est proportionnelle à la tension utilisée pour l'électrolyse (1.2nm/V). La feuille d'aluminium a été gravée au préalable afin d'augmenter la surface active du diélectrique et donc l'énergie volumique du condensateur. Cette augmentation est limitée sur les condensateurs dits haute tension (500V). Les caractéristiques de l'alumine (permittivité relative, pertes) dépendent de la pureté de la feuille d'aluminium utilisée.

Cette feuille ainsi oxydée, constitue l'anode et le diélectrique du condensateur. Cette feuille est complétée par une autre feuille d'aluminium recouverte d'une faible couche d'alumine et formant la cathode. Ces deux feuilles sont séparées par un papier imprégné de la solution d'électrolyte (figure II.26)

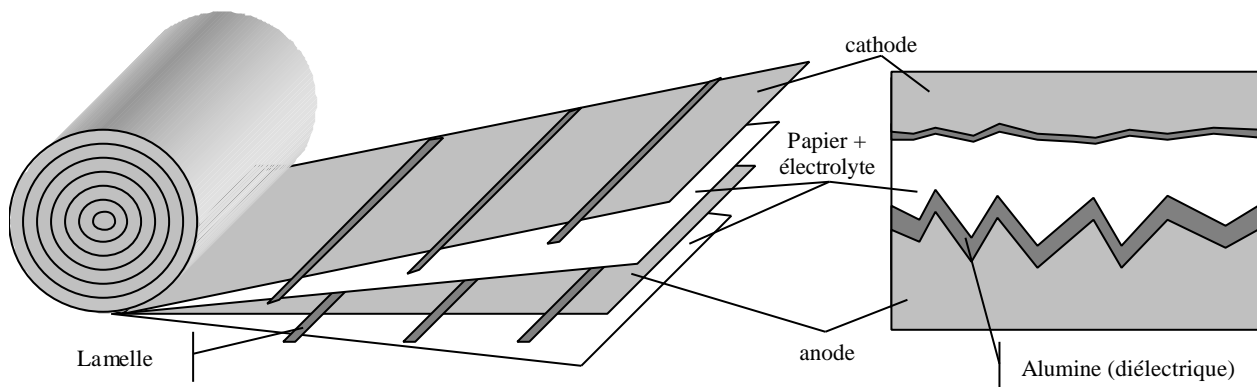


Figure II.26 : structure d'un condensateur électrolytique

Les feuilles d'anode et de cathode sont connectées aux bornes extérieures du condensateur à l'aide de lamelles introduites au cours du bobinage. Pour minimiser la résistance de contact et l'inductance du condensateur, il faut intercaler le plus de lamelles possible.

2.4.3 Principes physiques

Le comportement d'un condensateur est régi par des lois physiques traduisant les divers phénomènes ayant lieu à l'échelle microscopique. La connaissance de ces phénomènes peut être une aide précieuse afin de comprendre le fonctionnement du condensateur, les effets des contraintes appliquées et ses modes de défaillance.

Contrairement aux conducteurs voire même aux semi-conducteurs, les choses sont des matériaux dans lesquels tous les électrons sont fortement liés aux atomes. Ils ne peuvent donc être responsables d'un courant

de conduction dans ce type de matériau. En bref, pour ces matériaux, la bande de conduction et la bande de valence sont séparées par une énergie d'au moins 5 eV. Cependant ces charges liées peuvent légèrement bouger les unes par rapport aux autres. En appliquant un champ électrique au diélectrique, ces charges se déplacent selon la direction du champ et forment des dipôles. Ce phénomène est appelé la polarisation et il existe plusieurs types de polarisations (électronique, ionique ou atomique, polarisation d'orientation ou polarisation interrassiale).

A partir du calcul du vecteur polarisation P et déplacement D , la capacité du condensateur est donnée par :

$$C = \frac{Q_T}{U} = (1 + \chi_e) \cdot \frac{\epsilon_0 A}{e}$$

avec : Q_T la charge électrique totale portée par les électrodes

A l'aire des électrodes

ϵ_0 la permittivité du vide

e l'épaisseur de la couche diélectrique

La quantité $(1 + \chi_e)$ représente la permittivité relative du diélectrique avec χ_e la susceptibilité électrique du matériau diélectrique

Comme nous l'avons vu précédemment, l'alumine constitue le diélectrique de ces condensateurs. Ce matériau diélectrique à une permittivité quasiment indépendante de la température et de la fréquence (jusqu'à 10^9 Hz). Cela veut dire que toutes variations d'impédance en fonction de la température et de la fréquence, sont dues qu'à sa structure et non au comportement de matériau diélectrique.

2.4.4 Modélisation

Pour modéliser le comportement de ce type de condensateur, il faut considérer tous les éléments de sa structure. La figure II.27 nous donne le modèle complet de ces condensateurs et nous rappelle sa structure.

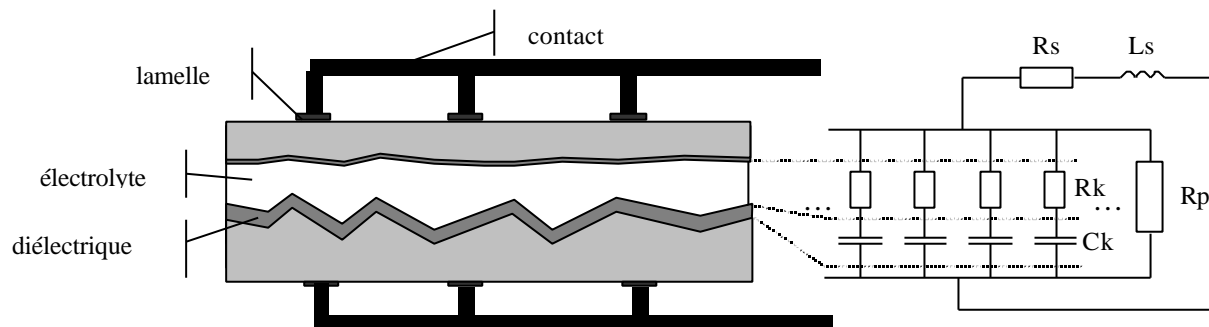


Figure II.27 : structure d'un condensateur électrolytique et modèle électrique équivalent

Avec : R_s : résistance de l'armature et des contacts extérieurs,

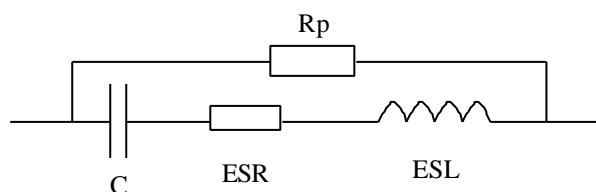
L_s : inductance de l'armature et des contacts extérieurs,

C_k : capacité de la couche d'alumine,

R_k : résistance représentant l'électrolyse,

R_p : résistance image du courant traversant le diélectrique. Ce courant peut être contrôlé par l'interface (effet Shottkey, Fowler-Nordheim) ou par le volume (effet Pool-frankel).

Ce modèle peut être simplifié pour devenir (modèle normalisé) :



Avec : C : capacité dépendante de la fréquence,

ESR : résistance équivalente série représentant toutes les pertes dans le condensateur,

ESL : inductance équivalente série identique à L_s .

Ce modèle prend en compte les variations d'impédance en fonction de la fréquence (comportement inductif à haute fréquence). Les variations en fonction de la température se situent, quant à elles, au niveau de l'électrolyse. En effet, la résistivité de l'électrolyse diminue lorsque la température augmente. Cette influence est décrite par la loi d'Arrhenius [Aouda] :

$$\rho = \rho_0 \cdot e^{\frac{E_0}{KT}}$$

Avec : E_0 l'énergie d'activation du mécanisme de conduction,
 T la température et K la constante de Boltzmann,
 ρ_0 est une résistivité indépendante de la température.

2.4.5 Limites physiques et technologiques

Ce type de condensateur à plusieurs avantages. Le diélectrique utilisé permet d'obtenir de fortes valeurs de capacité (quelques centaines de μF). De plus l'alumine possède un champ de rupture diélectrique très haut (860MV/m). Qui plus est, ces condensateurs possèdent une grande efficacité et une forte énergie volumique grâce notamment à la technique de gravure. Ces deux facteurs ont pour expression [Aouda] :

$$\text{efficacité volumique} = \frac{\text{capacité}}{\text{volume}} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{e \cdot (e+m)}$$

$$\text{énergie volumique} = \frac{\text{énergie}}{\text{volume}} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{2 \cdot (1+m/e)} \cdot \left(\frac{V}{e} \right)^2$$

Avec m : épaisseur totale des armatures
 e : épaisseur du diélectrique
 V : tension

Un autre avantage est lié à la technologie et au procédé de fabrication de ce type de condensateur : c'est l'auto-cicatrisation de la couche d'alumine. En effet, lorsque le diélectrique est percé (à cause d'une surtension apparue sur l'alimentation), ce trou est automatiquement résorbé car lorsque le condensateur est sous tension, la même réaction chimique que celle utilisée pendant la phase de formation de l'alumine se reproduit (oxydation anodique). Ceci permet d'augmenter la fiabilité de ce genre de composant. Par contre, l'auto-cicatrisation génère des dégagements gazeux qui, à terme peuvent provoquer l'explosion du boîtier du condensateur. Les boîtiers modernes sont équipés d'une soupape de sécurité permettant à ces gaz de s'échapper sans provoquer une explosion.

Un inconvénient de cette technologie de condensateur réside dans le fait qu'ils sont polarisés : l'application d'une faible tension inverse (2V) suffit à produire des dégagements gazeux importants à l'intérieur du boîtier ; la pression élevée résultante peut provoquer l'explosion du condensateur. Un autre inconvénient, technologique aussi, est que la tension de calibre de ce type de condensateur ne peut dépasser 450 à 500V, la tension maximale de formation de l'oxyde étant de 600V.

Enfin, ces condensateurs sont spécifiés pour absorber un certain courant efficace et fonctionner avec une température de cœur de 85°C (cas général). Si le courant absorbé par ces condensateurs est trop important, il provoque une forte élévation de la température de cœur et un dégagement gazeux important.

2.4.6 Vieillessement et modes de défaillance

Les condensateurs utilisés en électronique de puissance, surtout les électrolytiques, sont les éléments les plus fragiles dans un convertisseur [Vernet]. Ce résultat a été établi à partir des données du Military Handbook (MIL-HDBK 217F) concernant la fiabilité des équipements électroniques de faible puissance. C'est pour cette raison que beaucoup d'études de fiabilité ont été menées sur ces composants. Ces études ont permis de déterminer les causes du vieillissement de ces condensateurs, les indicateurs pour suivre l'évolution de ce vieillissement et les modes de défaillance de ces composants. A partir de ces données, les fabricants de condensateurs sont capables de donner des durées de vie en fonction de la température de fonctionnement de leurs condensateurs.

2.4.6.1 Les causes de défaillance

Dans des conditions de fonctionnement normales, les défaillances dites immédiates ne se produisent pas à moins que n'apparaissent des surtensions ou des surintensités accidentelles, ou que la qualité de ces condensateurs de soit pas surveillée. En fonctionnement normal, d'autres phénomènes sont susceptibles d'intervenir et d'altérer les propriétés du condensateur au cours du temps.

a) Altérations chimiques

Ce type de dégradations se produit à la suite de réactions chimiques entre les constituants d'un condensateur (connectique, électrolyte, diélectrique...) dont les propriétés subissent des changements progressifs. Plus la vitesse de ces réactions est élevée, plus la durée de vie du composant est raccourcie. La cinétique de ces réactions est accélérée par l'augmentation de la température. Cette influence est donnée par la loi d'Arrhenius :

$$v \propto e^{-\frac{E_0}{KT}}$$

Avec : v la vitesse de la réaction,

E_0 l'énergie d'activation de la réaction concernée,

K constante de Boltzmann.

Parmi les altérations chimiques subies par les condensateurs, on peut citer :

- La corrosion des armatures et des connexions. Elle conduit à de mauvais contacts électriques entre le diélectrique, les armatures et les contacts extérieurs. Cette dégradation peut provoquer une diminution de la surface active des armatures, donc de la capacité et une augmentation de la résistance de contact (limite la tenue au courant).
- La décomposition chimique du diélectrique ou de l'électrolyte

b) Rupture des connexions

Un condensateur se transforme en circuit ouvert lorsqu'il y a rupture des connexions entre la partie principale (bobinage) et les bornes extérieures. Cela survient surtout lorsque le condensateur est traversé par un fort courant crête. Ce courant induit des efforts électrodynamiques qui peuvent être suffisant pour rompre ces connexions. Ces efforts concernent les forces d'origine magnétique (force de Laplace) : deux nappes surfaciques de courant (armatures) ou deux fils parcourus par des courants de même intensité, s'attirent ou se repoussent (selon le sens du courant) avec une force qui est proportionnelle au carré du courant [Aouda]. Cette force dépend aussi des caractéristiques géométriques du système. Certains constructeurs de condensateur caractérisent leurs produits en déterminant le dV_c/dt maximal admissible (le dV_c/dt max correspond à un courant maximal dans le condensateur).

Cette rupture de connexion peut aussi être provoquée par un échauffement local (résistance de contact non nulle) entraînant la fusion du contact armature-connexion, obtenue généralement par soudure. Certains condensateurs sont spécifiés en I^2t (courant nominal ou impulsif au carré multiplié par son temps d'application) tout comme les fusibles. Ces deux contraintes (mécanique et thermique) entraînent la défaillance par circuit ouvert du condensateur.

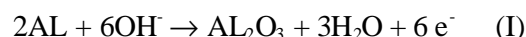
c) Perte d'électrolyte

Les condensateurs électrolytiques ont une technologie qui leur confère une propriété d'autocicatrisation (cf. plus haut). Par conséquent ce type de condensateur ne subira pas un vieillissement notable tant que cette réaction pourra avoir lieu. Pour assurer cette réaction, il faut qu'il y ait une certaine quantité d'électrolyte entre les électrodes et que la polarisation soit correcte (tension positive).

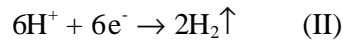
Durant le fonctionnement, l'électrolyte présent dans les différentes couches de papier s'évapore. La pression à l'intérieur du boîtier augmente et une certaine quantité d'électrolyte peut sortir du boîtier soit par la soupape de sécurité en cas de forte surpression, soit par les joints du boîtier (perte d'herméticité). Cette évaporation peut avoir trois causes.

Apparition de surtensions répétitives.

Ces surtensions entraînent la rupture diélectrique de la couche d'oxyde (tension d'alimentation \cong tension limite de claquage). Cependant, étant donné la polarisation du condensateur, les ions OH^- présents dans l'électrolyte migrent vers l'anode et subissent la réaction d'oxydation :



De même, vers la cathode, les ions H^+ se recombinaient avec les e^- en subissant la réaction suivante :



Ces électrons en mouvement (anode \rightarrow cathode) participent au courant de fuite et créent un échauffement supplémentaire dans le condensateur. Tandis que la première réaction (oxydation anodique) tend à reformer le diélectrique, la deuxième réaction génère de l'hydrogène qui vient augmenter la pression à l'intérieur du boîtier.

Si ces surtensions apparaissent avec une grande fréquence, la pression à l'intérieur du boîtier devient telle que, soit la soupape de sécurité s'ouvre, soit le boîtier explose.

Dégradation par tension inverse

Si le condensateur est soumis à une tension inverse, le champ électrique résultant va favoriser la migration des ions H^+ vers l'anode, et à travers la couche d'alumine où ils y subissent la réaction (II). Les ions OH^- migrent vers la cathode et subissent la réaction d'oxydation anodique : il y a formation d'une couche d'alumine sur la cathode et donc diminution de la capacité globale du condensateur (cette deuxième couche crée un condensateur en série avec le premier). Ces deux réactions produisent des courants de fuite qui engendrent une augmentation de la température au cœur du condensateur. Sous l'effet de cette température, la vaporisation de l'électrolyte est accrue et la pression augmente dans le boîtier.

Dégradation par température ou courant élevé

Le cœur du condensateur peut être le siège d'un échauffement important si le courant efficace qui le traverse est élevé ou si la température ambiante est importante. Les effets sont les mêmes que précédemment à savoir une vaporisation de l'électrolyte entraînant une augmentation de la pression dans le boîtier.

De manière générale, quelle que soit la cause, la perte de l'électrolyte engendre une augmentation de la pression à l'intérieur du boîtier. Cette perte d'électrolyte entraîne une diminution de la capacité et une augmentation de la résistance série du condensateur. Elle se traduit aussi par une diminution du poids du condensateur. Avec la résistance série, augmente aussi la température de cœur du condensateur, entraînant une augmentation de la pression. Ce phénomène se répète et s'amplifie jusqu'à la défaillance du condensateur. La figure II.28 rappelle tous les modes de défaillance que peuvent subir ce type de condensateur [Nichicon].

La résistance série (ESR) est un des indicateurs les plus sensibles du vieillissement de ces condensateurs. Des systèmes existent, permettant de suivre l'évolution de ESR au cours du temps, durant le fonctionnement d'un convertisseur [Lahyani1] [Lahyani2].

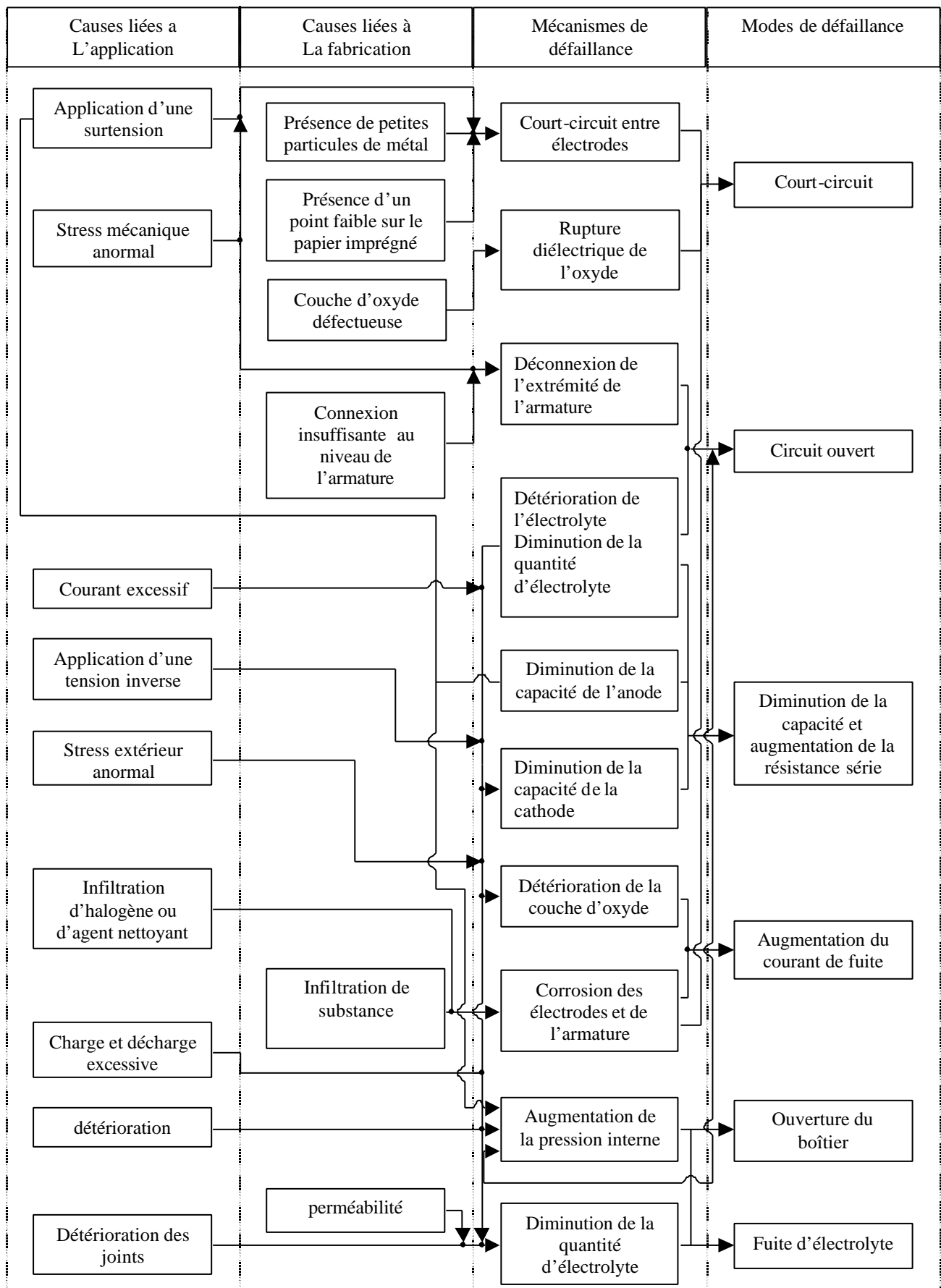


Figure II.28 : diagramme de défaillance pour les condensateurs électrolytiques

2.4.7 Conclusion

Durant ce paragraphe, nous nous sommes intéressés aux condensateurs électrolytiques utilisés généralement en électronique de puissance. Pour avoir une vision globale, nous nous sommes intéressés à tous les aspects : la fabrication, les conditions d'utilisation, les mécanismes de dégradation et les modes de défaillance. Cette étude nous a permis de mieux appréhender les mécanismes de vieillissement de ce type de composants mais surtout, elle nous a informé sur les paramètres à surveiller durant ce vieillissement.

En effet, les objectifs que nous nous sommes fixés concernant l'étude des condensateurs électrolytiques durant nos essais de fiabilité sont les suivants : durant ces essais, les condensateurs seront soumis à un stress important (traversés par un courant efficace prédéterminé et à haute température de cœur) au sein du futur banc de test. Ils feront l'objet d'un suivi régulier de l'évolution des indicateurs de vieillissement (résistance série, capacité, poids). Le choix de ces indicateurs est issu de l'étude des mécanismes de vieillissement précédente. Ce suivi régulier nous permettra de quantifier le vieillissement de ces condensateurs et de déterminer avec exactitude une possible durée de vie utile pour ce type de composants, dans ce type d'applications (filtrage de courant haute fréquence). Les constructeurs de condensateurs considèrent que lorsque la résistance série a augmenté de 300% et/ou que la capacité a diminué de 20%, le condensateur est défaillant. Cette étude nous permettra de suivre cette évolution, de voir si il y a un effet d'emballement (forte augmentation de la résistance série en peu de temps, par exemple). Les condensateurs utilisés durant cette étude ne seront pas poussés jusqu'à la défaillance : ils seront changés en temps voulu afin de pouvoir poursuivre l'étude préliminaire sur les modules IGBT.

2.5 Modes de défaillance d'une cellule de commutation (AMDEC)

2.5.1 Introduction

Cette partie est consacrée à l'étude des modes de défaillance d'une cellule de commutation de type onduleur de tension dans laquelle sera placé un module IGBT. Le début de ce chapitre a été consacré à l'état de l'art sur les mécanismes de dégradation et les modes de défaillance pouvant intervenir sur ces composants. Ces modes de défaillance sont au nombre de deux, et peuvent se résumer ainsi :

- Puces semi-conductrices en court-circuit physique. Le composant reste à l'état passant (le silicium est très légèrement résistif), et perd sa commandabilité dans le cas d'un IGBT (grille en court-circuit) ou son aptitude à s'ouvrir pour la diode. C'est le mode de défaillance le plus courant et le plus probable, d'après les conclusions de l'étude menée précédemment. (cf. paragraphe 2.3.6)
- Interrupteur en circuit ouvert. Ce mode de défaillance n'est pas lié aux puces en elles-mêmes mais à leur environnement proche (bondings, brasure, substrat isolant). De multiples dégradations subies par le composant peuvent amener l'interrupteur de puissance dans cet état.

Ces modes de défaillance peuvent être considérés comme internes aux composants de puissance, et nous allons voir par la suite que d'autres défaillances peuvent apparaître au sein d'une cellule de commutation. Cette étude est primordiale avant la conception de quelconques protections.

Pour représenter les différents modes de défaillance d'une cellule de commutation complète, nous nous sommes aidés d'une méthode couramment utilisée dans le domaine de la fiabilité et de la sûreté de fonctionnement : l'AMDEC (Analyse des Modes de Défaillance, de leurs Effets et de leurs Criticités).

2.5.2 Présentation de la méthode

L'AMDEC est une méthode inductive d'analyse systématique des causes de défaillance et de leurs effets sur un système. Développée initialement en aéronautique, dans les années 60 aux USA, elle est devenue très rapidement une méthode "normalisée" (norme AFNOR X 60-510) dans des domaines très sensibles à la sûreté de fonctionnement :

- Aéronautique (Airbus)
- Espace
- Nucléaire (EDF)
- Systèmes électriques (recommandée par le CEI – norme 812 et l'IEEE)
- Depuis peu en Automobile

Cette méthode permet de faire apparaître, sous la forme d'un tableau, les relations de cause à effet relatives aux défauts et défaillances du système étudié dans son environnement. Les combinaisons

particulières de défauts conduisant à un effet majeur et à forte criticité sont ainsi mise en évidence de façon systématique ; de même que la sensibilité de certains défauts sur l'intégrité du système.

L'AMDEC est généralement une méthode qualitative qui s'appuie sur la connaissance fonctionnelle et technologique d'un système ou sous-système : elle part du défaut le plus particulier jusqu'à la défaillance la plus générale (quels composants ? pour quels modes de défaillance ? avec quels effets ?). Elle constitue, de fait, un point de passage obligé dans l'analyse prévisionnelle de la sûreté des systèmes que ce soit en phase d'expertise ou en phase de conception. L'AMDEC implique une connaissance approfondie du système, de son mode d'exploitation, de ses limites et de son environnement.

Pour information, voici une liste non exhaustive des méthodes inductives autres que l'AMDEC : Hazop (hazard and operability study) pour les systèmes hydrauliques, méthode du diagramme de succès (ou diagramme de fiabilité), méthode des combinaisons de pannes résumées, méthode de l'arbre des conséquences, méthode de l'espace des états (ou chaîne de Markov : généralisation du diagramme de fiabilité aux sous-systèmes réparables et fortement couplés), ... Plusieurs livres existent sur l'AMDEC [Villemeur] [Zwinglestein].

2.5.3 Application à la cellule de commutation

Le vecteur de test que nous avons choisi pour mener nos essais de fiabilité est une cellule de commutation, de type onduleur de tension. L'étude AMDEC va porter sur cette entité. Avant de présenter cette étude, un rappel sur les terminologies employées est nécessaire.

Le "défaut" traduit un fonctionnement anormal, généralement ponctuel et réparable d'un sous-système. Selon son effet et la gestion qui en est faite, le défaut peut être confiné ou alors se transformer en "défaillance" traduisant la perte de fonctionnalité permanente et complète du composant ou du sous-système. La défaillance est très souvent "l'effet visible" ou "observable" d'un défaut. On parle ainsi de "mode de défaillance".

Le résultat de l'étude AMDEC que nous avons menée sur la cellule de commutation se compose de deux objets : le tableau de l'AMDEC récapitulant tous les défauts pouvant apparaître sur cette cellule de commutation et tous les modes de défaillance qui en découlent. A chaque fois, le mode de défaillance est analysé (cause, effet, gravité, criticité). Ce tableau est complété par un arbre de défaillance permettant une meilleure observation de l'enchaînement des défauts. La figure II.29 représente cet arbre de défaillance.

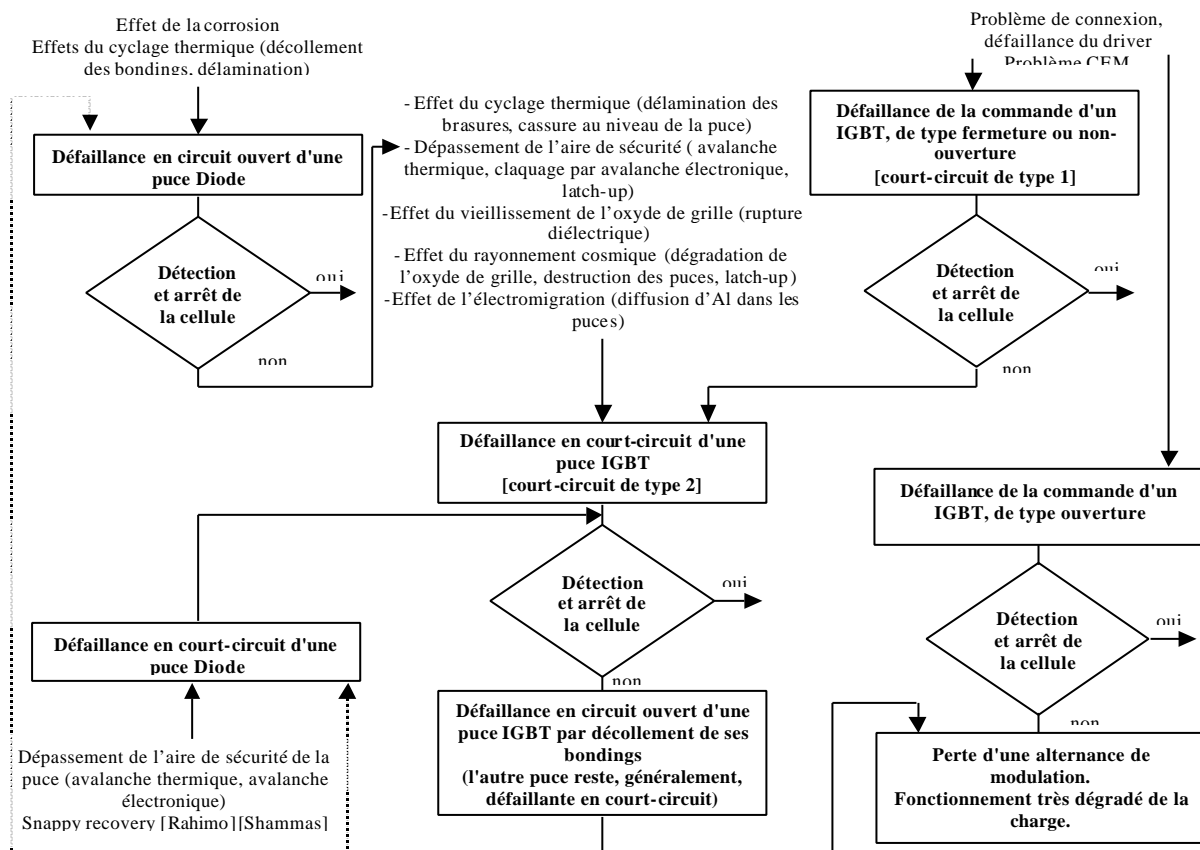


Figure II.29 : arbre de défaillance d'une cellule de commutation

Nous observons bien qu'il existe un mode de défaillance que l'on pourrait appeler "fonctionnel" lié à la cellule de commutation : c'est le court-circuit de type I. Cet arbre de défaillance nous montre aussi que la plupart des défaillances non détectées aboutissent inévitablement à la destruction d'une puce IGBT de la cellule, engendrant un court-circuit de type II. Ces deux types de court-circuit sont très différents : il n'ont pas les mêmes causes ni les mêmes signatures. La définition et l'analyse de ces deux types de court-circuit sont présentées plus bas. Nous verrons aussi comment il faut traiter l'apparition de ces court-circuits. Le détail de ces différents modes de défaillance a fait l'objet d'une publication en congrès [Vallon].

2.5.4 Conclusion et stratégie proposée

L'analyse AMDEC nous a permis de mettre en évidence les différents modes de défaillance pouvant apparaître au sein d'une cellule de commutation, en les corrélant aux mécanismes de dégradation que subit le module IGBT de cette cellule. Ces modes de défaillance sont les suivants :

- Défaillance de type circuit ouvert (IGBT et diode)
- Défaillance de type court-circuit type I (défaut de commande)
- Court-circuit de type II (défaillance de puce)

Cette analyse va nous permettre de déterminer quelles protections nous devrions mettre en place pour détecter et couper le premier défaut. Les protections qui vont être utilisées sont : un organe de protection pour les puces IGBT capable d'agir en cas de court-circuit (type I et II), et un dispositif de détection de défaut de diode (ouverture). Ce dispositif a été prévu mais n'a pas été mis en place.

2.6 La protection des interrupteurs de puissance

2.6.1 Les différents types de court-circuit dans la cellule de commutation de type onduleur

Au sein d'une cellule de commutation, comme nous le montre l'analyse AMDEC, il existe deux types de court-circuit, radicalement différents.

Le court-circuit dit "de type I", causé par la fermeture (ou la non-ouverture) d'un interrupteur alors que l'interrupteur du même bras est déjà passant. Ce type de court-circuit est lié à la défaillance de la commande des interrupteurs de puissance : défaillance du driver, problème de connectique entre le driver et la carte de commande (impulsion de commande parasite, rupture des liaisons avec la commande, ...), défaillance de la carte de commande. La figure II.30 nous donne la configuration d'un court-circuit de type I et les formes d'ondes associées.

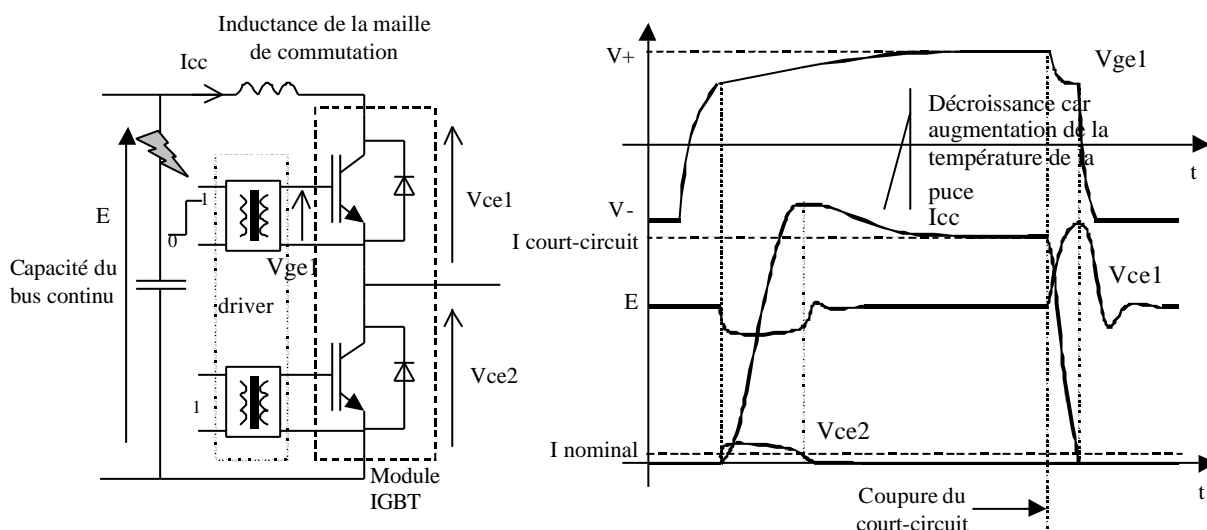


Figure II.30 : génération d'un court-circuit de type I sur une cellule de commutation

Ce type de court-circuit peut apparaître lorsque l'IGBT du haut s'amorce suite à un défaut sur sa commande. Les deux IGBT sont sains à ce moment là et donc ils ont la possibilité de limiter le courant de court-circuit. On montre que c'est l'IGBT du haut, initialement bloqué, qui limite ce courant. En effet, comme l'interrupteur 1 était initialement bloqué, sa tension de grille est égale à la tension de seuil, tandis que

l'autre interrupteur a toujours sa tension de grille égale à V_+ . En observant les caractéristiques statiques de chacun, on constate alors que l'IGBT 1, dont la tension de grille est la plus faible, limite le courant de court-circuit et continue à supporter quasiment toute la tension d'entrée.

L'augmentation du courant de court-circuit entraîne une augmentation de la tension V_{ce2} et donc une diminution de la tension V_{ce1} ($V_{ce1} + V_{ce2} = E$). Cette augmentation de tension engendre une augmentation de la tension de grille de l'IGBT du bas, par effet Miller. Ce phénomène tend à saturer plus encore l'IGBT du bas et à désaturer l'IGBT du haut. Une fois le courant de court-circuit établi, l'IGBT du haut est désaturé et donc supporte toute la tension du bus continu.

Deux cas de figure peuvent se présenter maintenant :

- Soit aucune protection n'intervient pour couper le court-circuit, et donc l'IGBT, source du défaut, voit sa température augmenter très rapidement (l'énergie contenue dans les capacités du bus continu se dissipe dans le court-circuit). Lorsque celle-ci devient trop importante, la puce IGBT entre en défaut physique par dépassement de sa température critique (entre 300 à 450°C selon la concentration de la région de base N) et le court-circuit de type I se transforme en type II. Des études ont montré que les puces IGBT sont capables de limiter un courant de court-circuit tant que la densité d'énergie dissipée dans le silicium est inférieure ou égale à $6\text{J}/\text{cm}^2$, et sont capable de couper un court-circuit pour une énergie inférieure à $4\text{J}/\text{cm}^2$ [Baudesson].
- Soit une protection coupe le court-circuit pour sauver le bras d'onduleur. Lors de cette coupure, la surtension ainsi générée (coupure du courant dans l'inductance de la maille de commutation) peut "claquer" la puce IGBT par dépassement de sa tension d'avalanche. Nous verrons plus loin comment limiter cette surtension.

La mesure de température d'une puce durant un court-circuit n'est pas une chose facile. Les méthodes de mesures directes ne conviennent pas : l'énergie dissipée est importante sur une durée courte entraînant un échauffement adiabatique de la puce. Plusieurs articles nous donnent des moyens de mesurer cette température [Calmon2][Duong2] tels que l'utilisation de modèles analytiques du courant de court-circuit faisant apparaître des paramètres thermo-sensibles (la tension de seuil et la mobilité des porteurs) nous permettant de retrouver l'information température ou la caractérisation du composant en déterminant expérimentalement la relation entre le courant de court-circuit et la température (on fixe, par des moyens externes, la température du composant et on relève la valeur du courant de court-circuit).

Le court-circuit de type II, quant à lui, est causé par la défaillance d'un interrupteur du bras, alors que l'autre interrupteur est conducteur. La figure II.31 représente la configuration d'un court-circuit de type II ainsi que les formes d'ondes associées. Comme nous l'avons vu précédemment, beaucoup de mécanismes de dégradation peuvent être la cause de défaillance d'une puce IGBT, ce qui rend ce type de court-circuit très probable. L'expérience montre aussi que la commande rapprochée de ces interrupteurs peut être la source de défaillances de puces IGBT.

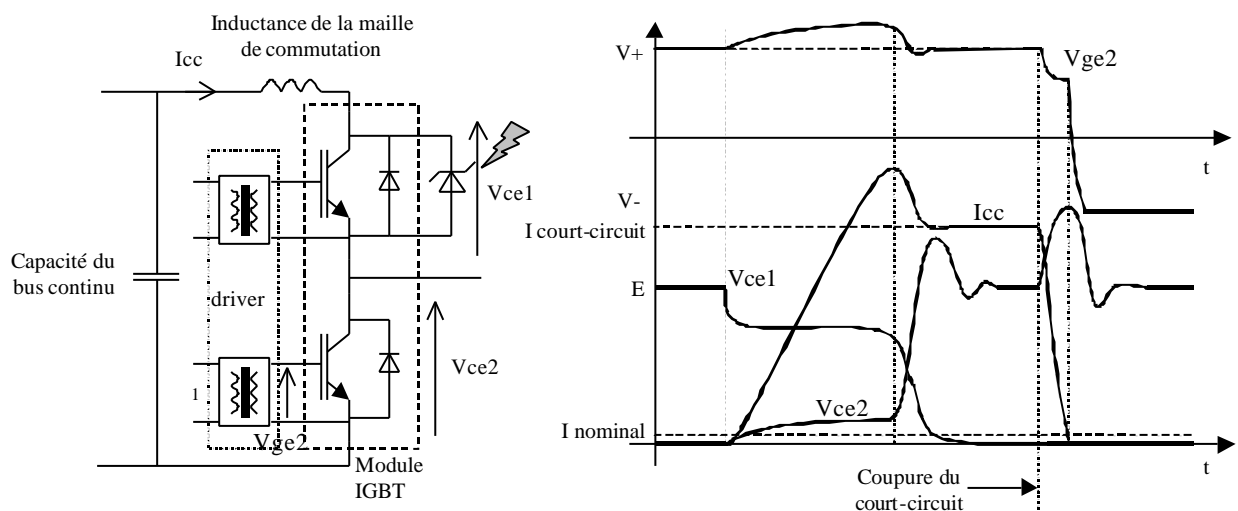


Figure II.31 : apparition d'un court-circuit de type II sur une cellule de commutation

L'étude expérimentale de ce type de défauts, en conditions réelles est très difficile : il faut créer une surtension aux bornes de l'IGBT victime, au moment où il est bloqué. Un moyen simple de provoquer des court-circuits de type II est d'utiliser un composant "cobaye" placé dans la cellule de commutation et que l'on amène à la défaillance. On utilise une diode transil en parallèle avec un des IGBT, diode de calibre en tension inférieur à celui de l'IGBT et, durant l'essai, on augmente la tension de bus jusqu'à ce que la diode transil entre en avalanche. Dans ces conditions, on obtient les formes d'ondes de la figure II.32.

L'avalanche de l'interrupteur supérieur (simulée par la diode transil) entraîne l'augmentation du courant dans la cellule de commutation. La dynamique de ce courant est fixée par la différence de potentiel $E - V_{ce1}$, appliquée aux bornes de l'inductance de câblage. Cette forte augmentation du courant (plusieurs centaines d'ampères par μs) engendre une augmentation de la tension V_{ce2} de l'IGBT subissant le défaut. Par effet Miller, cette augmentation de tension induit une augmentation de sa tension de grille. Contrairement au cas précédent, ici un seul IGBT peut limiter le courant de court-circuit : celui qui n'est pas défaillant (IGBT du bas). Malheureusement l'augmentation de la tension de grille de cet IGBT entraîne un accroissement du courant de court-circuit (accroissement lié à la transconductance de la puce) jusqu'à des valeurs importantes, suffisantes suivant les cas pour déclencher le Latch-up (car fort courant et haute température). A partir d'une certaine valeur de courant (supérieure à la valeur en type I car la tension de grille est plus importante), l'IGBT du bas se désature. Cette désaturation engendre une violente augmentation de la tension à ses bornes ainsi qu'une diminution de la tension de grille. Cette diminution entraîne la diminution du courant de court-circuit et donc l'apparition d'une surtension aux bornes de l'IGBT sain.

Ici aussi, deux cas peuvent se présenter :

- Soit aucune protection ne coupe le court-circuit et c'est l'IGBT initialement sain qui entre en défaut physique. Les conséquences peuvent être dramatiques pour le système : le scénario le plus favorable est qu'à partir d'une certaine énergie dissipée dans le court-circuit, les faisceaux de bonding du module IGBT s'ouvrent coupant le court-circuit mais entraînant la création d'un plasma dans le gel silicone, ce dégagement gazeux provoque l'explosion du module. Dans le cas contraire, c'est le busbar qui joue le rôle de fusible et donc l'arc électrique peut provoquer des projections de métal en fusion autour du système, pouvant provoquer un incendie.
- Soit un dispositif de protection commande l'IGBT sain pour couper le court-circuit. Cette coupure peut engendrer, si on n'y prend pas garde, une forte surtension pouvant détruire cet IGBT. Nous verrons, plus loin, comment limiter cette surtension.

Comme nous le verrons par la suite, il existe des différences comportementales entre les puces IGBT des deux modules choisis pour nos essais. Des articles relatent de ces différences [Kraus2][Duong2].

2.6.2 Protections : principes généraux, état de l'art

Dans le domaine de l'électronique de puissance, la protection des interrupteurs reste un problème complexe. Les composants semi-conducteurs sont fragiles (surtout les composants commandés) : leur utilisation dans de bonnes conditions nécessite de ne pas sortir de l'aire de sécurité du composant. Cela veut dire que, intrinsèquement, il existe, comme nous l'avons vu précédemment, une valeur de tension, de courant et de température à ne pas dépasser correspondant aux limites physiques du composant. La protection des dispositifs semi-conducteurs est donc composée de deux parties : une protection contre les surintensités (de la surcharge au court-circuit) et une protection contre les surtensions transitoires. Dans le premier cas, la limitation de la température va de paire avec la limitation de l'intensité. Dans tous les cas, ces protections peuvent être de type limitation de la grandeur à un seuil réglable ou non (écrêtage actif), ou élimination de cette grandeur, jugée dangereuse (disjoncteur).

De manière générale, les protections contre les surintensités peuvent être réalisées par l'ajout de composants ayant la faculté de limiter un courant (transistor bipolaire, MOS, IGBT) ou pouvant tout simplement couper cette surintensité (fusible, disjoncteur électronique). Un dispositif de protection couramment utilisé en électronique de puissance consiste à détecter la désaturation des composants. Contre les surtensions, là aussi, il existe plusieurs dispositifs : écrêtage direct par diode transil ou varistance, écrêtage actif par diode transil et composant de puissance.

2.6.3 Protections choisies pour notre étude

2.6.3.1 Détection des court-circuits

La protection la plus couramment utilisée contre les court-circuits en électronique de puissance consiste à détecter la désaturation des transistors. Cette protection est disponible sur quasiment tous les drivers industriels, donc sur celui choisi pour nos essais de fiabilité. Le principe de cette protection est illustré sur la figure II.32.

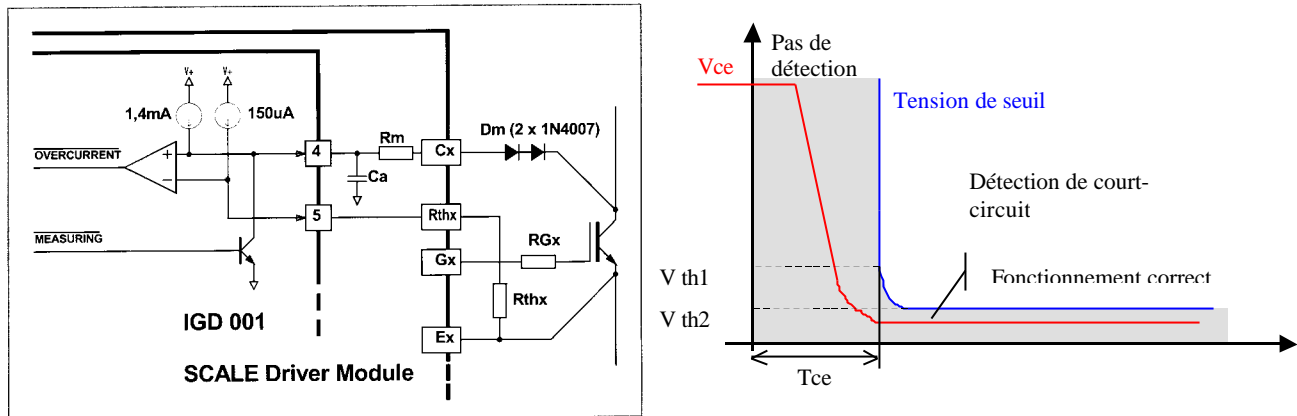


Figure II.32 : dispositif de détection des court-circuits : schéma et courbe illustrant le fonctionnement

Lorsque l'IGBT est passant, le driver envoie un courant continu de faible valeur à travers le composant. La tension qui en résulte est comparée avec une tension de référence prédéterminée par l'intermédiaire de la résistance R_{thx} . Si la tension aux bornes de l'IGBT est supérieure à ce seuil, le driver considère que l'IGBT est désaturé ou en phase de l'être et provoque son ouverture. Ce principe de détection "indirecte" autorise l'apparition d'un régime de surcharge (faible augmentation de V_{cesat}). Cette protection peut agir en statique mais aussi lors des commutations. Au cours d'un amorçage, la détection doit être inhibée pendant un certain temps. Si la tension V_{cesat} est supérieure à la tension de seuil après ce temps, le driver considère que l'IGBT est en défaut et inhibe sa commande. L'avantage de ce type de protection est qu'elle est très rapide (quelques μs). De plus, l'organe responsable de la coupure du court-circuit n'est autre que l'IGBT qui subit le défaut (en type I et II) ce qui évite d'ajouter un composant dédié à cette tâche. Un inconvénient de ce dispositif réside dans le réglage de la tension de seuil. Nous verrons plus loin que lors d'un court-circuit de type II, les réglages disponibles sur ce driver ne nous permettent pas de détecter ce défaut avant la désaturation complète de la puce IGBT.

Ce dispositif de détection est complété par l'ajout de protections limitant les surtensions lors de la coupure des court-circuits de type I et de type II. (dispositifs non prévus de base sur le driver)

2.6.3.2 Protection contre les surtensions au blocage du court-circuit

a) Cas du court-circuit de type I

Comme nous l'avons vu précédemment, lors de la coupure d'un court-circuit, une surtension importante apparaît aux bornes de l'IGBT responsable de cette coupure. Cette surtension est due à l'annulation rapide du courant de court-circuit dans l'inductance de la maille de commutation. Un premier moyen pour limiter cette surtension consiste à diminuer cette inductance en utilisant une technologie de type busbar. L'ajout d'une capacité plastique aux bornes du module IGBT (snubber) peut aider à l'atténuer. Il existe un autre moyen plus efficace pour diminuer cette surtension. L'idée consiste à augmenter la résistance de grille, lors de la coupure d'un courant de court-circuit [Chokhawala]. Le dispositif à mettre en œuvre est présenté sur la figure II.33.

Une diode connectée sur le collecteur de l'IGBT permet de détecter le court-circuit. En fonctionnement normal, le transistor MOS court-circuite la résistance $R_{g\ off\ défaut}$. En cas de défaut, cette résistance se retrouve en série avec la résistance de grille de l'IGBT. La somme de ces deux résistances étant élevée ($>$ à la centaine d'Ohms), le di/dt lors du blocage de l'IGBT est minoré (quelques dizaines d'ampères par μs contre plusieurs centaines en condition normale). Ceci permet de limiter la surtension induite.

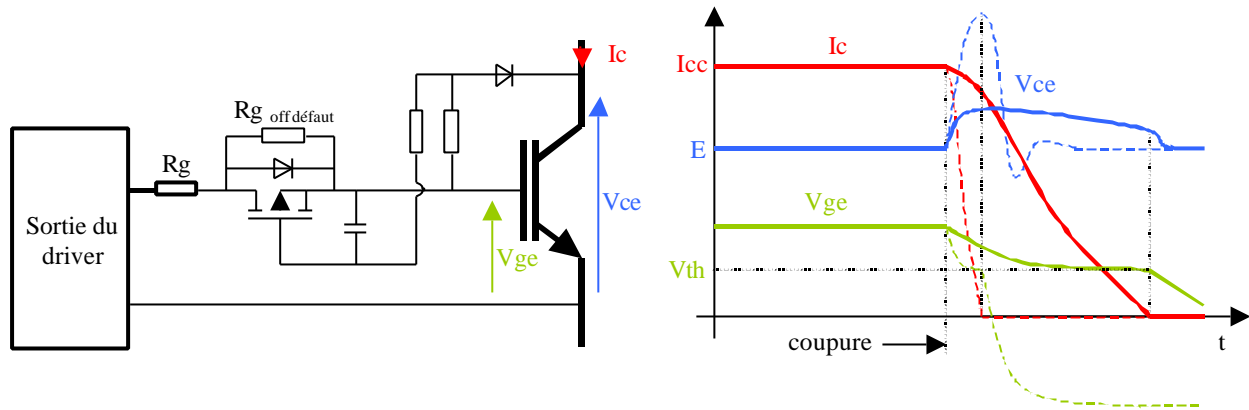


Figure II.33 : limitation de la surtension lors de la coupure d'un court-circuit de type I

L'avantage de ce dispositif est qu'aucun composant n'est ajouté sur la partie puissance de la cellule à protéger. L'inconvénient majeur de ce dispositif est qu'il est actif, dans le cas d'un court-circuit de type II, uniquement après la désaturation de l'IGBT sain du bras. La surtension importante apparaissant lors de la désaturation d'un IGBT ne peut être limitée. Qui plus est, le driver utilisé détecte et coupe ce type de court-circuit après la désaturation. Il faut donc prévoir un dispositif supplémentaire.

b) Cas du court-circuit de type II

Il faut disposer d'un élément spécifique pour limiter la surtension lors de la coupure des court-circuits de type II. Beaucoup de travaux ont été menés dans le domaine de la protection des semi-conducteurs, et particulièrement pour limiter les surtensions générées par ces derniers [Reimann][Li]. Dans ces articles, plusieurs dispositifs sont proposés par les auteurs. L'un d'entre eux consiste à contre-réactionner le transistor IGBT par l'intermédiaire d'un composant de type "écrêteur" (diode transil bidirectionnelle, diode Zener associée à une diode normale, ...). Ce dispositif est présenté sur la figure II.34.

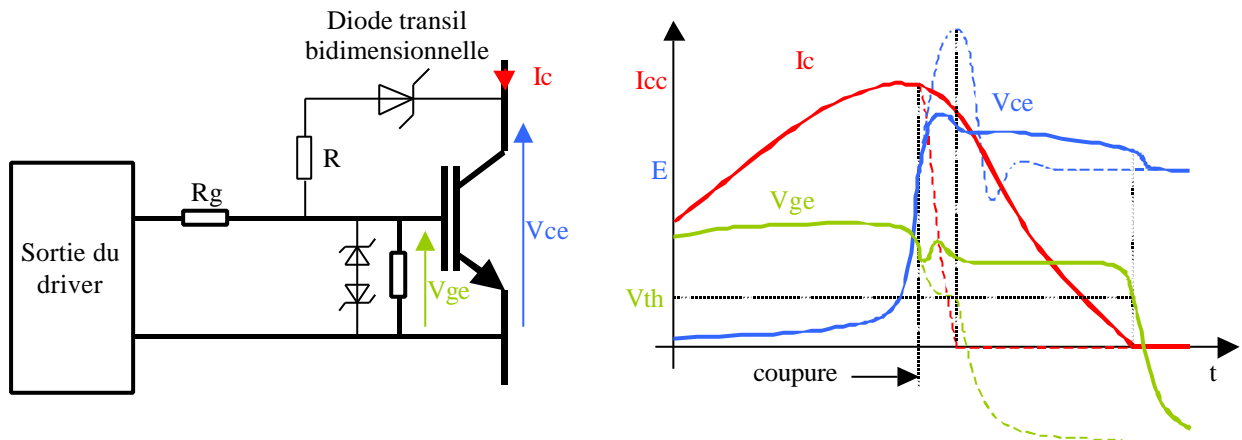


Figure II.34 : limitation de la surtension, lors de la coupure d'un court-circuit de type II, par écrêtage actif

Le principe de limitation de la surtension reste quasiment le même que précédemment, à savoir agir sur le di/dt lors du blocage par l'intermédiaire de la grille de l'IGBT. Lorsqu'une tension trop importante apparaît aux bornes du composant écrêteur (une diode transil dans notre cas), il entre en limitation et laisse passer un courant entre le collecteur à la grille de l'IGBT à protéger. Ce courant vient "charger" la grille de l'IGBT et donc contrôler la vitesse de décroissance de la tension de grille, limitant ainsi le taux de décroissance du courant dans l'IGBT. Ce dispositif est complété par une résistance afin de stabiliser cette contre-réaction. Cet écrêtage actif permet donc d'écouler l'énergie présente dans l'inductance de la maille de commutation à travers le composant de puissance. Ce principe d'écrêtage actif permet d'obtenir un meilleur contrôle de la tension aux bornes de l'IGBT, en comparaison avec une solution "directe" (diode transil en parallèle de l'IGBT). Malgré tout, la résistance de grille de l'IGBT étant faible, un courant important peut traverser la diode transil, provoquant une fluctuation importante de la tension d'écrêtage. Des solutions

permettent d'obtenir une meilleure stabilité à ce niveau [Reimann], telles que l'utilisation d'un transistor MOS ou IGBT entre la diode transil et l'IGBT à protéger.

Ce principe d'écrêtage présente un inconvénient : durant des phases longues ou répétées d'écrêtage, le courant injecté sur la grille peut endommager le circuit de sortie du driver. Là aussi, des solutions existent pour agir sur l'étage de sortie du driver, durant ces phases.

Devant toutes ces solutions et toutes ces contraintes, il est nécessaire de replacer le rôle de ces différents dispositifs de protection dans leur contexte. Chaque dispositif est en charge de la protection d'une puce IGBT. Ces dispositifs de protection vont agir une seule fois durant le fonctionnement de l'interrupteur de puissance qu'il protège. Cela veut dire que, sur un banc de test de fiabilité où une centaine de puces IGBT seront en fonctionnement, les dispositifs de protection doivent être les plus simples possibles, tout en assurant une protection optimale. De plus, la fiabilité de ces protections doit être supérieure à celle des modules IGBT. Avec toutes ces considérations et l'ensemble des solutions qui sont à notre disposition, un écrêtage actif par diode transil s'avère être la solution optimale.

2.7 Conception du driver

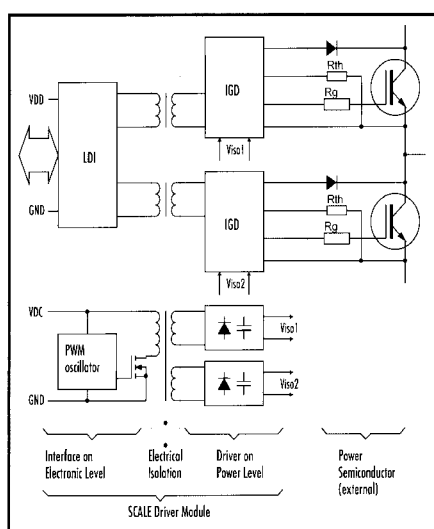


Figure II. 35 :schéma bloc du cœur de driver

La structure de base du driver est un cœur de driver industriel fabriqué par la société Concept [Concept][Concept2]. Ce cœur de driver, conçu pour commander un bras d'onduleur, contient toutes les fonctions de base, telles que la mise en forme des signaux de commande, un étage d'amplification pour alimenter les grilles des transistors IGBT, l'isolation galvanique entre le circuit primaire et le circuit d'attaque de grille et enfin, deux circuits de détection des court-circuits. La figure II.35 présente le schéma simplifié de ce cœur de driver.

Le cahier des charges au niveau de la conception de ce driver est le suivant : Le but est de commander et protéger les transistors IGBT. Cette protection consiste à détecter et couper le tout premier défaut apparaissant au sein du futur convertisseur exploitant ces transistors, afin de sauver les puces qui subissent le défaut. En plus ce driver doit informer la commande située en amont de l'apparition d'un défaut et inhiber les ordres de commande.

A partir de ce cahier des charges, le driver développé pour ces essais de fiabilité se compose donc du cœur de driver présenté précédemment auquel ont été ajoutés un certain nombre de dispositifs :

- les dispositifs de limitation des surtensions lors de la coupure des court-circuits, présentés plus haut.
- Un système de verrouillage des ordres de commande du côté primaire du cœur. Ce système composé de deux bascules D, a été ajouté afin de bloquer le driver (tension de grille négative) dès que celui-ci détecte un défaut (court-circuit). Le cœur de driver émet une information de "présence défaut" et le système de verrouillage attend une information d'inhibition venant de l'organe de commande, avant de débloquent le driver.

Les caractéristiques principales de ce driver sont les suivantes :

Résistance de grille	17 Ohms	Tension de détection des court-circuits	3,05 V
Tension de sortie (tension de grille)	+ 15V à l'état haut, -15V à l'état bas	Temps de détection en type I	5,5 μ s
Temps de propagation	500 nS symétrique	Temps de détection en type II	2 μ s
Isolation galvanique	4000V AC (50Hz 1 min)		

Tableau II.4 : caractéristiques du driver développé pour nos essais

La figure II.36 est une photo du driver développé pour nos essais de fiabilité.

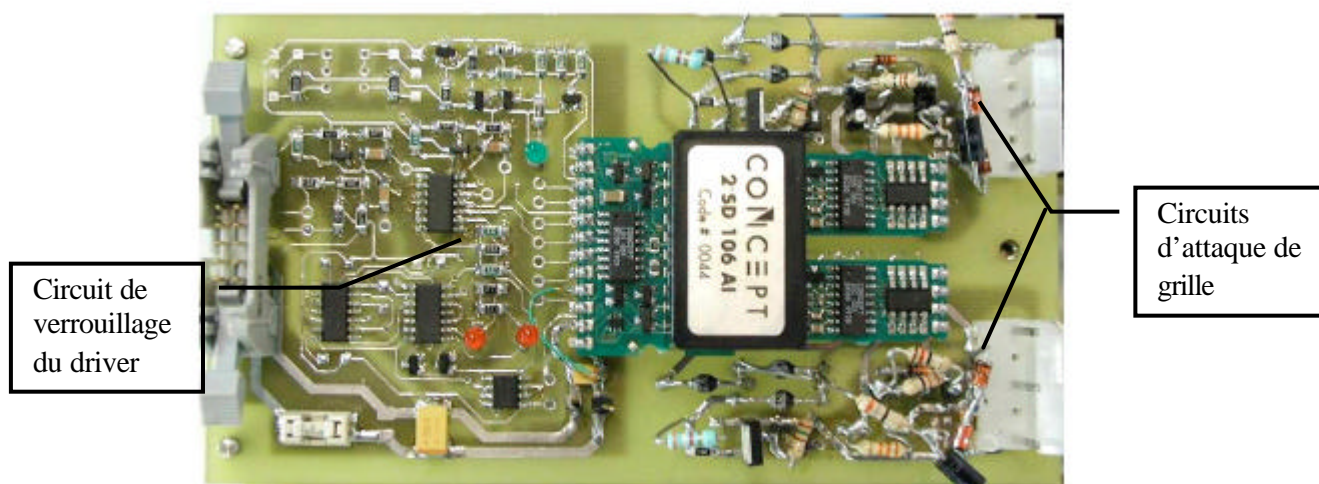


Figure II.36 : prise de vue du driver en cours de développement

Comme il est possible de le voir sur cette photo, la mise au point de ce driver a nécessité une longue phase de développement. Ce développement a surtout porté sur le dimensionnement des protections contre les surtensions lors de la coupure des court-circuits.

2.8 Validations expérimentales des protections

2.8.1 Essais de court-circuit préliminaires

2.8.1.1 Court-circuit de type I

Afin de connaître le comportement en court-circuit de chaque module IGBT, nous avons procédé à différents essais sur une maquette développée par P. Baudesson lors de sa thèse [Baudesson]. Cette maquette se compose d'un PCB de type busbar développé pour deux IGBT discrets de forte puissance et d'un condensateur plastique de faible valeur (afin de limiter l'énergie dissipée dans le court-circuit). Le montage est alimenté par une source de tension continue réglable. Cette maquette a été adaptée à nos composants, et nous a permis d'obtenir les résultats suivants.

Le court-circuit de type I est obtenu de la manière suivante : la cellule de commutation est alimentée sous une tension pré-définie et un des interrupteurs de puissance est passant de manière permanente. Le court-circuit se produit lorsque l'autre interrupteur du bras est à son tour commandé à la fermeture. La figure II.37 nous donne les formes d'ondes observées durant un court-circuit de type I avec les deux technologies de puce IGBT.

Les conditions de ces essais sont les suivantes :

Tension du bus continu	200V pour le module Eupec 150V pour le module Mitsubishi	Inductance de la maille de court-circuit	76 nH
Température des puces	Ambiante (25°C)	Capacité du bus continu	100µF
Tension de grille	+/- 15V	Résistance de grille	12 Ω à l'amorçage 6 Ω au blocage
Mesure de courant	TI en cascade, rapport 1/1200		

Tableau II.5 : conditions expérimentales pour les essais en court-circuit de type I

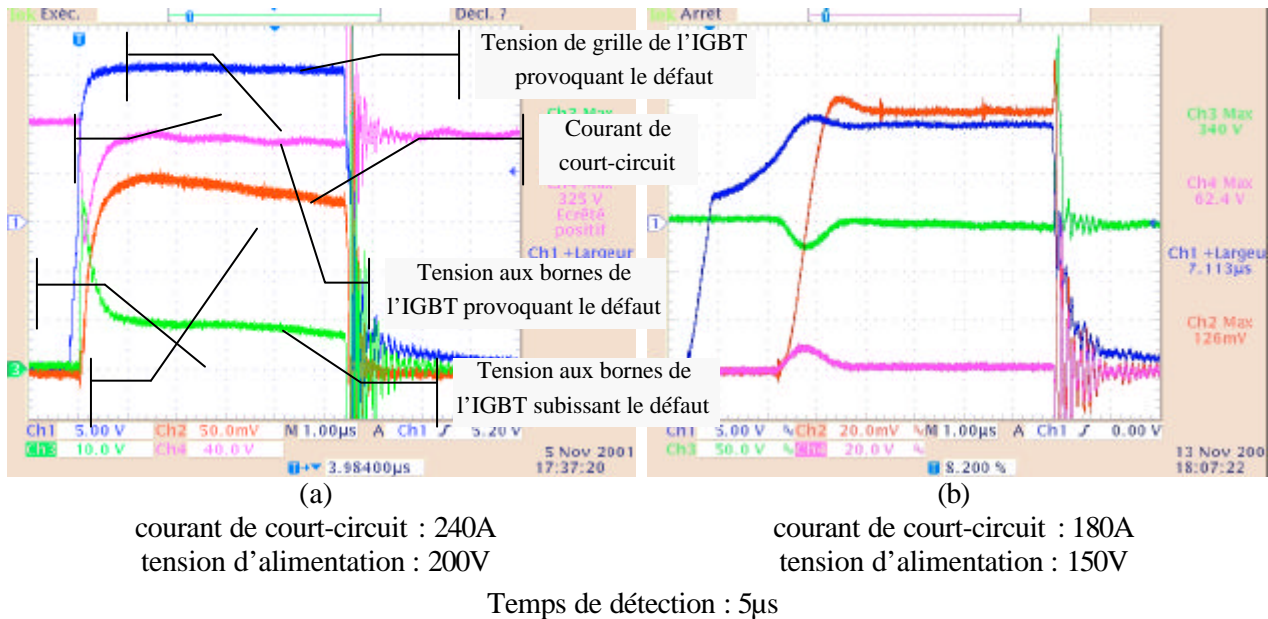


Figure II.37 : essais en court-circuit de type I avec un module Eupec (a) et un module Mitsubishi (b)

On retrouve bien les formes d'ondes classiques d'un court-circuit de type I, avec quelques différences liées à la technologie des puces. On observe un comportement spécial pour le module Mitsubishi. Ce module est composé de puces PT qui possèdent, entre autre, une transconductance élevée et donc, pour une tension de grille donnée, un courant de court-circuit important [Kraus2]. C'est à cause de ceci que le fabricant a ajouté un dispositif de limitation du courant de court-circuit [Iwamoto]. Ce dispositif est représenté sur la figure II.38 et s'appuie sur une mesure du courant de la puce IGBT grâce à un émetteur auxiliaire (émetteur miroir de courant). Si le courant devient trop important ($\geq 200A$), ce dispositif limite la tension de grille à 11V. On peut observer que cette protection fonctionne parfaitement bien dans le cas du court-circuit de type I.

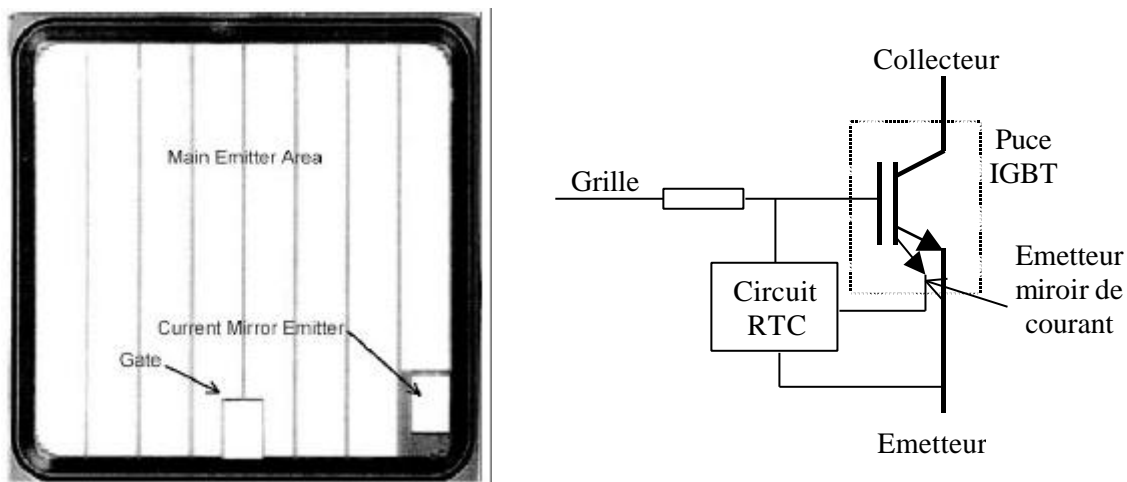


Figure II.38 : vue de dessus d'une puce du module Mitsubishi et circuit de limitation du courant de court-circuit

On voit sur ces deux essais que lors de la coupure du court-circuit, une violente surtension apparaît. Cette surtension est de l'ordre d'une fois la tension de bus. Pour des tensions de bus élevées, cette surtension peut provoquer le claquage de la jonction du composant coupant le court-circuit. Dans ce cas là, le court-circuit de type I se transforme en type II, subi par l'autre interrupteur (cf. AMDEC présenté paragraphe 2.5). Dans ces conditions, il sera très difficile de diagnostiquer le premier défaut apparu. C'est pour cette raison qu'il faut limiter cette surtension.

2.8.1.2 Court-circuit de type II

Nous avons aussi effectué des essais en court-circuit de type II sur la même maquette. Durant ces essais, nous avons placé une diode transil en parallèle avec un des interrupteurs de puissance de la cellule de commutation, afin de “simuler” le claquage par surtension d’une jonction. Ce pseudo-claquage est obtenu en augmentant progressivement la tension d’alimentation du montage. L’interrupteur qui subit le défaut et passant en permanence et doit stopper le court-circuit. La figure II.39 représente le résultat de ces essais menés sur les deux technologies de module IGBT.

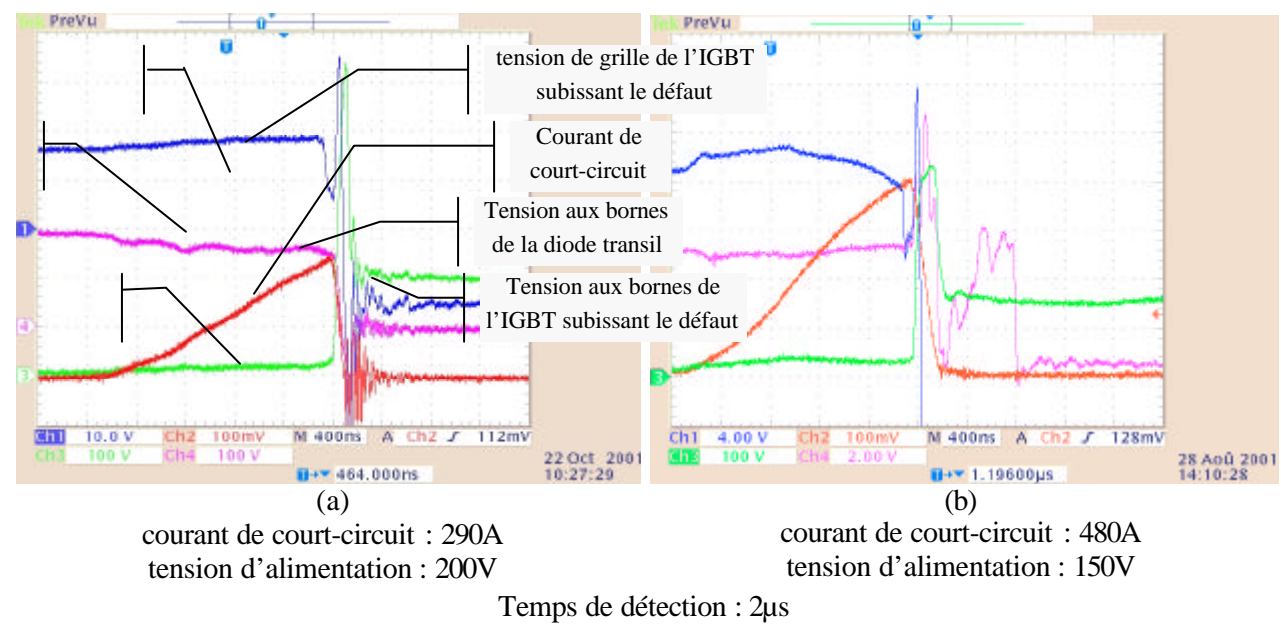


Figure II.39 : essais en court-circuit de type II avec un module Eupec (a) et un module Mitsubishi (b)
les conditions de ces essais sont les suivantes :

	Module Eupec		Module Mitsubishi	
Calibre des diodes transil	150V		100V	
Tension du bus continu	200V		150V	
Caractéristique du banc de court-circuit				
Température des puces	Ambiante (25°C)		Capacité du bus continu	100nF
Tension de grille	+/- 15V		Résistance de grille	12 Ω à l’amorçage 6 Ω au blocage
Mesure de courant	TI en cascade, rapport 1/1200		Mesure de tension	sonde passive, rapport : X10
Inductance de la maille de court-circuit	76 nH			

Tableau II.6 : conditions expérimentales pour les essais en court-circuit de type II

Les formes d’ondes observées durant ces essais sont en accord avec celles présentées sur la figure II.31. L’IGBT qui subit le court-circuit et qui est initialement à l’état passant voit son courant augmenter. Le di/dt lors de l’établissement du courant de court-circuit dépend de la chute de tension aux bornes du composant “cobaye” et de l’inductance de la maille de commutation. Dans notre cas, le composant “cobaye” est une diode transil : quand la tension devient trop importante à ces bornes, elle entre en régime d’écrouissage et donc cette tension reste constante, ce qui explique la forme du courant de court-circuit (linéaire).

En ce qui concerne l’essai sur le module Mitsubishi, on constate que le courant de court-circuit est très important ($\approx 500A$). Ceci est dû à la technologie des puces IGBT choisies par le constructeur (structure PT, Trench Gate). En présence d’un court-circuit de type II, la tension collecteur/émetteur de l’IGBT augmente et, par effet Miller, engendre une augmentation de la tension de grille. Cette tension de grille est plus importante pour le module Mitsubishi (17V). En effet, La technologie Trench Gate engendre des capacités

parasites très importantes (10 fois plus grande que pour les puces Eupec). Cette augmentation de tension va dans le sens d'une augmentation du courant de désaturation (donc du courant de court-circuit) de l'IGBT.

De manière générale, on constate que la protection sur l'interrupteur sain agit juste avant sa désaturation. Malgré tout, une forte surtension apparaît aux bornes de cet interrupteur. Comme précédemment, avec une tension d'alimentation plus importante, cette surtension peut provoquer le claquage de l'interrupteur. Ce qui diffère du cas précédent, c'est que ce court-circuit de type II peut se transformer en court-circuit "permanent" de bras : aucune puce ne peut limiter le courant de court-circuit et surtout aucune puce ne peut couper ce court-circuit. Dans ce cas, seule une protection par fusible ou une fusion de la connectique de puissance peut protéger le montage contre une explosion du module IGBT. La protection de l'interrupteur qui subit le défaut est primordiale dans ce cas, afin de protéger la cellule de commutation et de pouvoir procéder à un diagnostic de la défaillance. C'est sur cette protection que va porter la suite de ce travail

2.8.2 Dimensionnement de la protection contre les surtensions en type II

2.8.2.1 Pré-requis

Les problèmes de protection contre les court-circuits de type II sont très délicats à aborder. En premier lieu, c'est le mode de défaillance qui a la plus grande probabilité d'apparaître sur une cellule de commutation. D'après l'AMDEC, beaucoup de mécanismes de dégradation et de vieillissement sont susceptibles d'aboutir à ce type de défaillances. Ensuite, c'est le mode de défaillance le plus dangereux : il naît avec la défaillance d'un des deux interrupteurs de puissance d'un bras, et, comme il est possible de le voir sur les relevés expérimentaux, les contraintes électriques appliquées au composant sont très fortes.

Les essais préliminaires de court-circuits de type II nous ont permis de dresser un bilan des contraintes appliquées sur le composant qui subit les conséquences de ce défaut.

	Module Eupec	Module Mitsubishi
Courant de court-circuit maximal	290 A	480 A
Durée du court-circuit	1,8 μ S	2 μ s
Surtension due à l'effet Miller	+ 2 V	+ 4,2 V
Tension de l'essai	200 V	150 V
Surtension lors de la coupure	600 V soit une surtension de 200 %	440 V soit une surtension de 200%

Tableau II.7 : synthèse des essais préliminaires de court-circuit

Lors de nos essais de fiabilité, nous allons appliquer des contraintes très importantes aux composants. Les contraintes que nous souhaitons durcir sont la température, le courant les traversant et la tension à leurs bornes. Le dimensionnement de la protection contre les court-circuits de type II a donc un double enjeu : il s'agit de protéger les composants contre les surtensions provoquées par la coupure de ces court-circuits, tout en permettant à la cellule de commutation de fonctionner sous la tension d'alimentation la plus grande possible. La figure II.40 fait le point sur les différents niveaux de tension aux bornes des composants de puissance, selon leurs modes de fonctionnement (blocage, blocage sur court-circuit, niveau de claquage...)

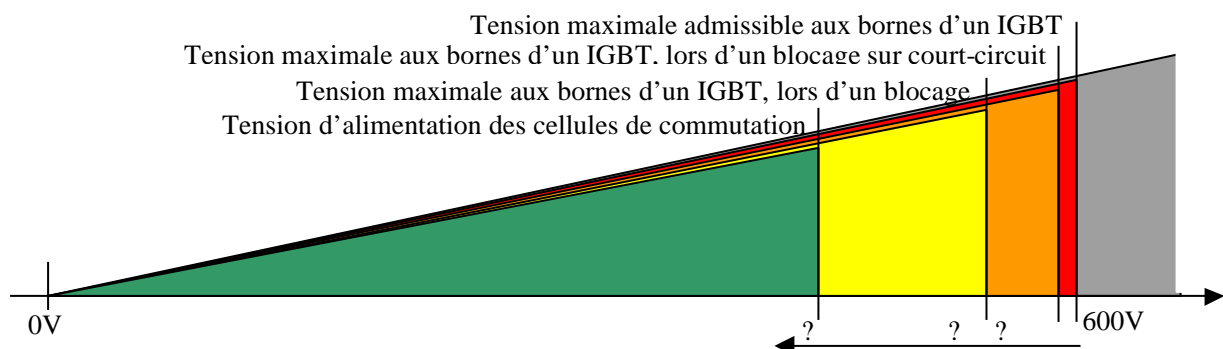


Figure II.40 : répartition des tensions aux bornes d'un interrupteur de puissance lors des différentes phases de fonctionnement

Pour fixer ces différentes limites, il faut étudier ce qui se passe au sein d'une cellule de commutation. Durant nos essais de fiabilité, il est impératif que la tension aux bornes d'un interrupteur de puissance ne dépasse jamais sa tension de calibre, spécifiée par le constructeur (600V). Lors du blocage d'un court-circuit, la surtension doit être maîtrisée et inférieure à cette tension. Ensuite, durant le fonctionnement normal de la cellule, une surtension apparaît aux bornes des IGBT lors du blocage. Cette surtension est due à l'inductance de la maille de commutation et au di/dt imposé lors de l'ouverture de l'IGBT. Durant cette phase, il ne faut pas que la protection contre les surtensions intervienne. Enfin, l'amplitude de ces surtensions, en absolu, est déterminée par la tension d'alimentation de la cellule

Le dimensionnement de la protection contre les surtensions lors de la coupure des court-circuits de type II et la détermination de la tension d'alimentation des cellules vont se faire en plusieurs étapes et grâce à des moyens de simulation :

- Tout d'abord, à partir de relevés de commutation, il faut paramétrer des modèles électriques comportementaux de composants disponibles sous Saber,
- Ensuite, une phase de simulation de court-circuits va nous permettre de déterminer ces deux tensions (protection et tension d'alimentation),
- Enfin, un essai en court-circuit nous permettra de valider les choix faits précédemment.

Ces simulations nous permettront de nous affranchir d'essais en court-circuits multiples, nécessaires pour arriver à nos fins.

2.8.2.2 Relevés de commutation et paramétrage des modèles électriques équivalents

Des relevés de commutation, à l'amorçage et au blocage, ont été effectués sur le module de conversion, en phase de construction. Lors de ces essais, la commande pour la méthode d'opposition n'était pas encore réalisée. Par contre, il a été possible, avec une carte de commande annexe, de faire fonctionner deux modules IGBT Mitsubishi en mode onduleur de tension sur une charge inductive (sans la méthode d'opposition). Les conditions de l'essai sont les suivantes :

Tension d'alimentation	400 V	Résistance de grille au blocage	39 Ω
Courant maximal	40 A	Température de jonction	125 °C
Résistance de grille à l'amorçage	12 Ω		

Les relevés expérimentaux ainsi obtenus sont les suivants :

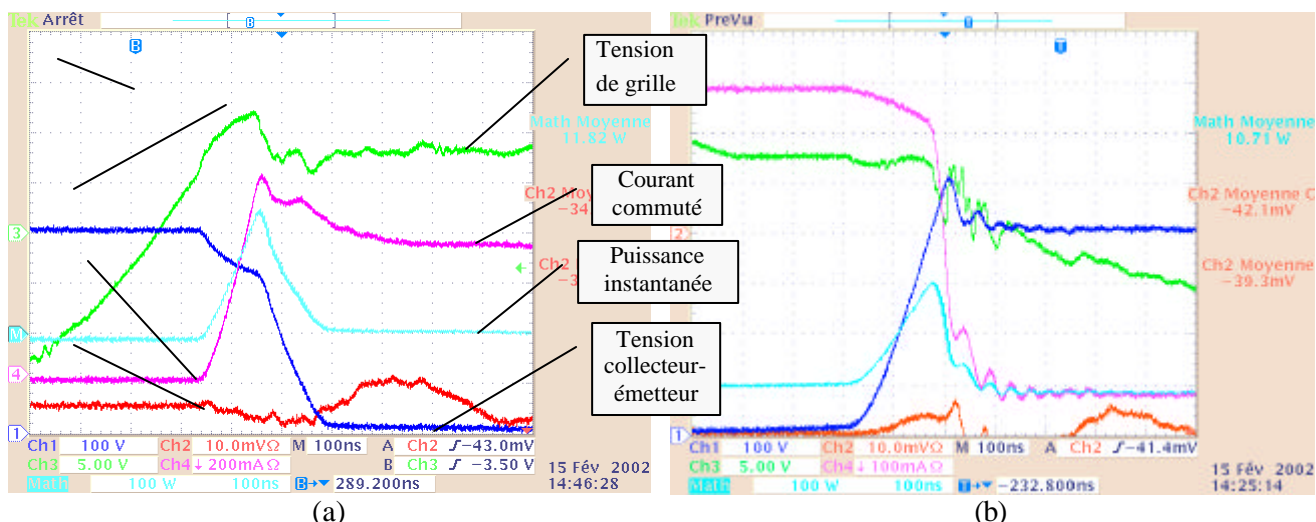


Figure II.41 : relevés de commutation en fonctionnement onduleur de tension, amorçage (a), blocage (b)

A partir de ces relevés expérimentaux, il est possible de déterminer, pour ces conditions de fonctionnement, les paramètres essentiels liés à la commutation, tels que les dv/dt , di/dt , le courant de recouvrement de la diode, le courant de traînage pour l'IGBT... Les autres paramètres caractérisant ce module IGBT sont extraits de la datasheet du composant [Annexe 1].

Cette caractérisation permet de paramétrer des modèles comportementaux “électrique équivalent” pour la puce IGBT et la puce diode existants sous Saber. Ces modèles sont les suivants [Alonso]:

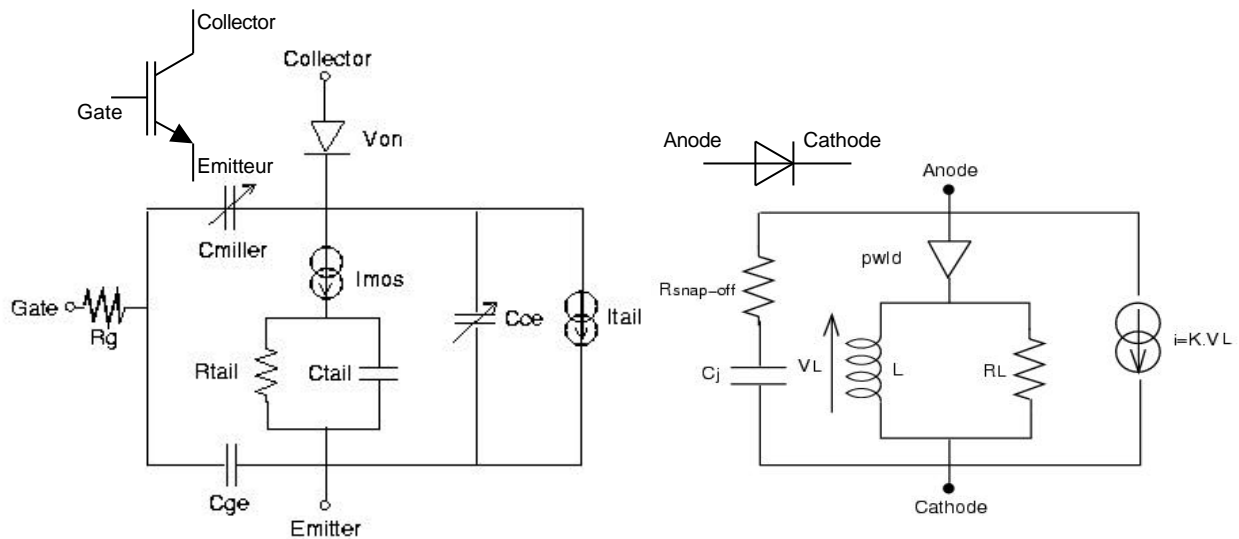


Figure II.42 modèles électriques équivalents paramétrables sous Saber

La démarche pour paramétrer ces modèles est la suivante : à partir de la datasheet du module IGBT, il est possible d'extraire toutes les données nécessaires aux modèles. Ensuite, avec ces modèles, une simulation est réalisée sur une structure de type hacheur avec tous les paramètres de la cellule de commutation, notamment l'inductance de la maille de commutation. Les résultats de cette simulation (un amorçage et un blocage) sont confrontés aux relevés expérimentaux présentés précédemment. De cette confrontation, il est possible d'ajuster les paramètres des modèles afin que la simulation corresponde à la réalité. Le résultat de ces ajustements nous donne, lors d'une simulation, les formes d'ondes suivantes (figure II.43).

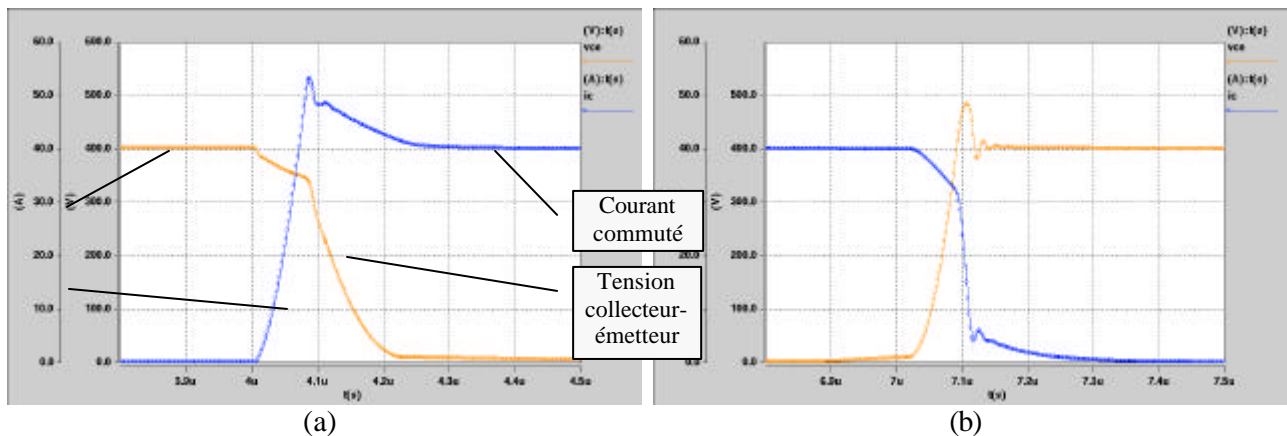


Figure II.43 : simulation d'une commutation à l'amorçage (a) et au blocage (b)

Les résultats de la comparaison entre les relevés expérimentaux, la simulation et les données de la datasheet du module IGBT sont présentés dans le tableau suivant :

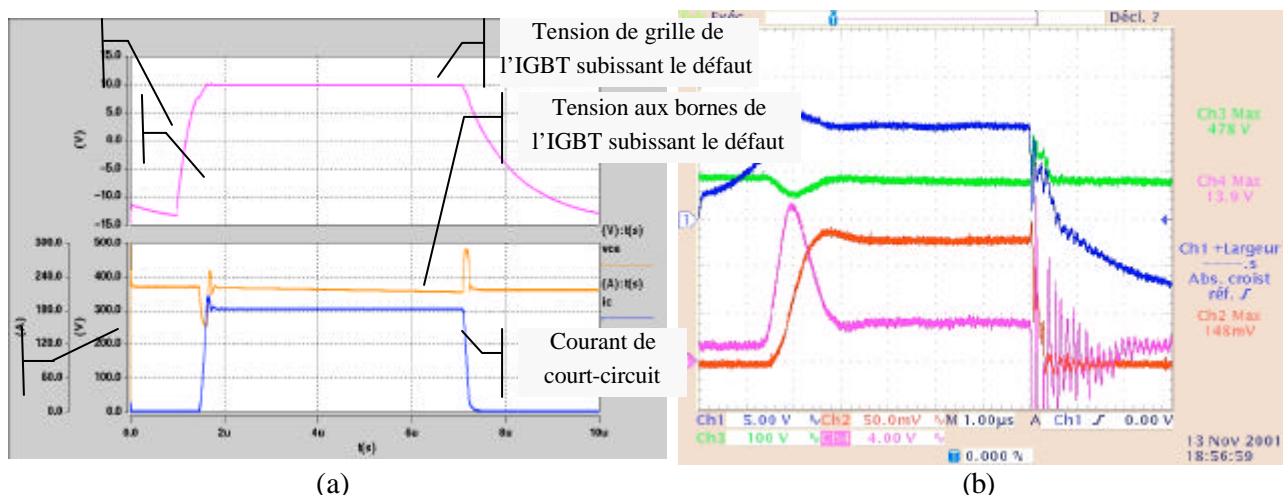
	relevé	simulation	datasheet
amorçage			
di/dt	2500 V/ μ s	2300 V/ μ s	
dv/dt	500 A/ μ s	600 A/ μ s	
Courant de recouvrement	15 A	16 A	33 A
Temps de recouvrement	250 ns	220 ns	50 ns
Energie à l'amorçage	1,2 mJ	1,18 mJ	0,9 mJ
blocage			
di/dt	700 A/ μ s	800 A/ μ s	
dv/dt	3000 V/ μ s	3500 V/ μ s	
Courant de traînage	6 A	6 A	
Temps de traînage	120 ns	150 ns	280 ns
Energie au blocage	1,5 mJ	1,6 mJ	1,8 mJ

Tableau II.8 : comparaison entre simulation, relevés expérimentaux et données fournies par le constructeur

On peut constater, qu'après les ajustements, les modèles utilisés sont parfaitement bien paramétrés. Il est à noter une certaine différence entre la réalité et les données fournies par la datasheet du module. Ces données sont obtenues pour des conditions de fonctionnement différentes des essais présentés ici. Ces modèles paramétrés sont une bonne base pour faire de "l'expérimentation simulée" de court-circuits sous Saber. Dans un premier temps, nous allons simuler un court-circuit de type I afin de valider le dimensionnement de la protection lors de la coupure.

2.8.2.3 Simulation de court-circuits et validations expérimentales

A partir de ces modèles comportementaux, il a été possible de simuler un court-circuit de type I. Cette simulation nous a permis de valider le comportement de ces modèles en court-circuit et le dimensionnement de la résistance de grille nécessaire lors de l'ouverture sur un court-circuit. La figure suivante nous montre le résultat de simulation ainsi que les formes d'ondes obtenues lors d'un l'essai expérimental, dans le cas d'un court-circuit de type I avec un module Mitsubishi.



V = 370V, Icc = 180A, tension de grille lors du court-circuit = 10V, tension lors de l'ouverture = 480V

V = 370V, Icc = 170A, tension de grille pendant le court-circuit = 10V, tension lors de l'ouverture = 478V

Résistance de grille utilisée lors de l'ouverture du court-circuit = 150 Ω

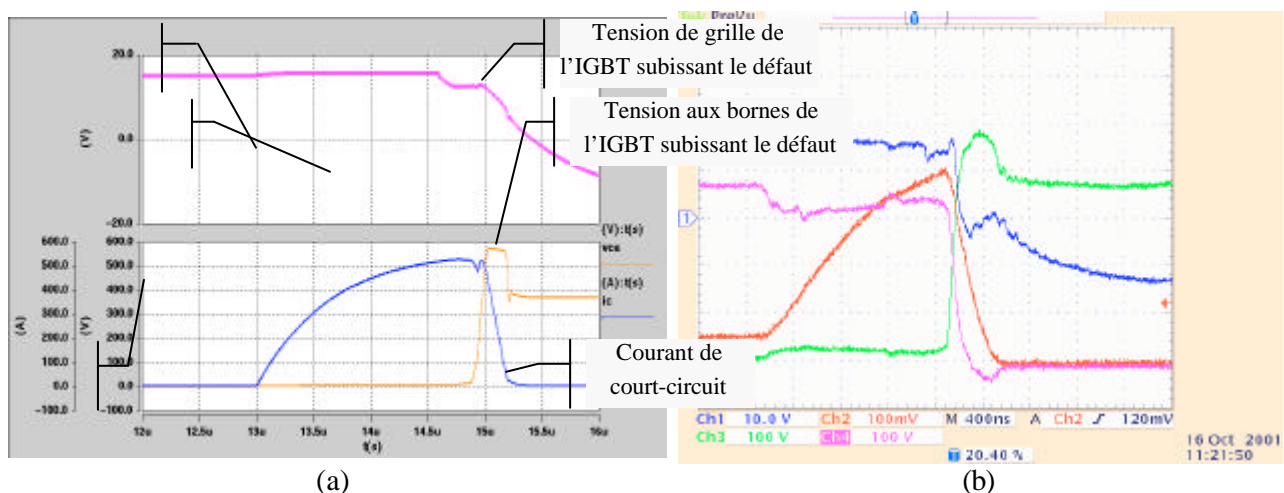
Figure II.44 : simulation d'un court-circuit de type I avec toutes les protections (a), relevé expérimental (b)

On peut constater que le modèle de l'IGBT se comporte parfaitement bien en court-circuit. Ce modèle, au niveau de la puce, est complété par un système de limitation du courant de court-circuit, système présent dans le module IGBT (cf. figure II.38). Lors du court-circuit, le courant est bien limité par le composant initialement passant, grâce au circuit de limitation. Lors de l'ouverture, la surtension apparaissant aux bornes

du composant coupant le court-circuit est parfaitement limitée, et inférieure à la tension de calibre du composant (600V). Le relevé expérimental est présenté pour valider ce résultat de simulation.

Il est possible de suivre la même procédure dans le cas d'un court-circuit de type II. Plusieurs simulations de court-circuits ont été réalisées comme précédemment. Un problème se pose ici : il a fallu reproduire le comportement de la diode transil, utilisée lors des essais de court-circuit, en phase d'avalanche contrôlée.

La solution choisie pour la contre réaction fait appel à deux diodes transil en série. Lors de ces simulations, nous avons utilisé des modèles de diode transil référencés sous Saber. En plus du calibre des diodes transil, il a été possible de déterminer la tension d'alimentation maximale applicable à l'entrée des cellules de commutation, pour nos futurs essais de fiabilité. La figure suivante nous donne les résultats obtenus en simulation et lors d'un essai, dans le cas d'un court-circuit de type II (figure II.45).



(a) $V = 370V$, $I_{cc\ max} = 510A$, tension de grille = 15 V, tension lors du blocage = 580V
 (b) $V = 370V$, $I_{cc\ max} = 480A$, tension de grille = 15 V, tension lors du blocage = 480V
 Calibre des diodes transil = 250V et 300V

Figure II.45 : simulation d'un court-circuit de type II avec toutes les protections (a), relevé expérimental (b)

Le résultat de cette simulation est que, pour les diodes transil choisies, la tension maximale aux bornes de la puce IGBT coupant le court-circuit est de 580V. Lors de l'essai en court-circuit, le calibre des diodes Zener a été modifié, passant de 17V à 15V. Ceci a eu pour résultat de limiter la remontée de tension par effet Miller lors du court-circuit.

A partir de ce choix de diode transil, une série de simulation a été effectuée et nous a permis de déterminer quelle tension d'alimentation maximale il est possible d'appliquer à la cellule de commutation, sans que ces diodes transil n'interviennent lors des blocages du composant, en condition normale. La figure suivante résume la répartition des différentes tensions aux bornes d'une puce IGBT, en donnant la valeur de ces tensions en fonction de la séquence de fonctionnement.

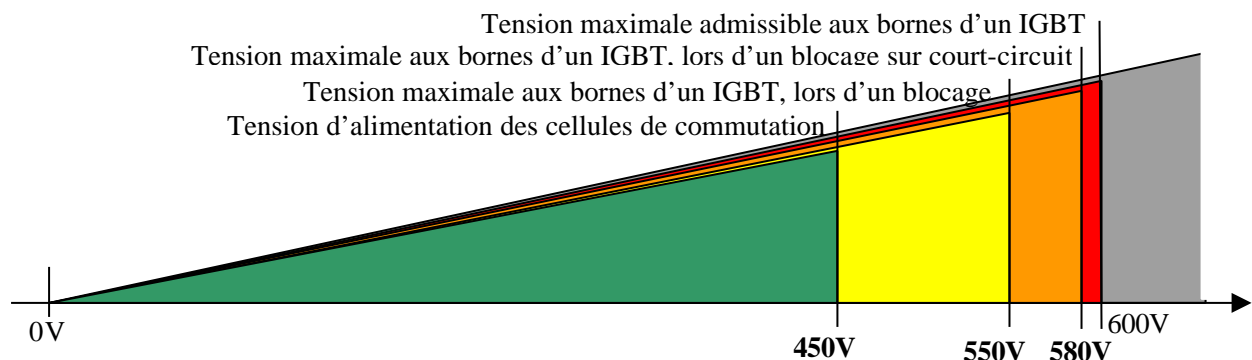


Figure II.46 : répartition des tensions aux bornes d'un interrupteur de puissance lors des différentes phases de fonctionnement

2.8.2.4 Commutation au blocage – ajustement de la résistance de grille

Les résultats précédents ne sont valables que si la surtension apparaissant lors du blocage de l'IGBT est parfaitement connue et maîtrisée. Lors des premières manipulations expérimentales avec les modules Mitsubishi (montage onduleur de tension), Les formes d'ondes suivantes ont été observées :

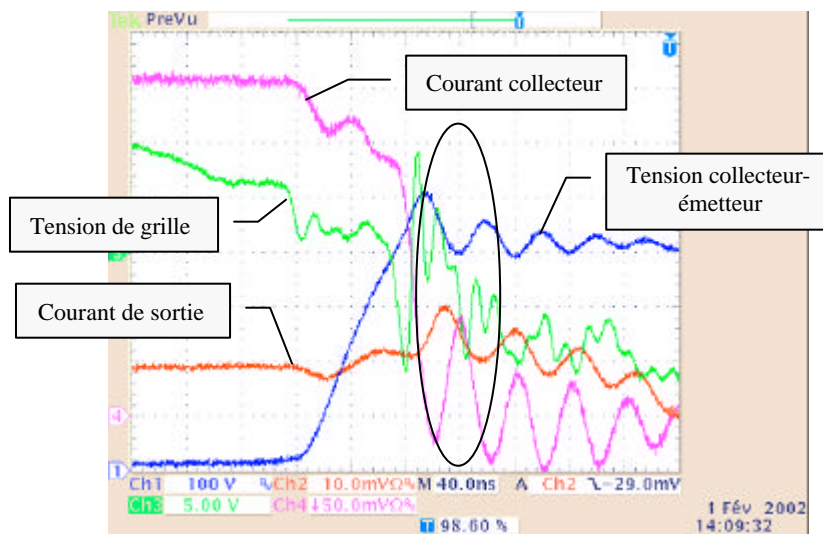


Figure II.47 : comportement observé lors des premiers essais expérimentaux

Ce blocage a été obtenu pour les conditions suivantes :

Tension d'alimentation	400 V	Résistance de grille au blocage	6 Ω
Courant maximal	20 A	Température de jonction	125 °C
Résistance de grille à l'amorçage	12 Ω		

Lors de ce blocage, la tension aux bornes de l'IGBT n'a pas une allure "classique". En effet, lors de la fermeture du canal MOS (di/dt important), on peut observer une surtension plus importante et une oscillation de tension importante au niveau de la grille de l'IGBT. Ce comportement peut être en liaison avec le câblage interne du module IGBT. En effet, des études ont montré que le câblage interne du module (bondings) avait une influence sur les formes d'onde des tensions [Chokhawala2][Consoli]. En effet, les inductances des faisceaux de bonding (non négligeables) et la capacité de sortie du driver forment un circuit du deuxième ordre, excité par la coupure du courant.

Pour mieux connaître ces effets, une mesure de l'inductance des différents faisceaux de bonding a été réalisée. Pour obtenir ces valeurs, il est possible de procéder de différentes manières : soit de manière indirecte en mesurant par exemple la tension V_{ce} lors d'un blocage en mode ZVS (l'inductance des bondings inter-agit avec le condensateur du snubber), soit en s'aidant d'un analyseur d'impédance (pour mesurer l'inductance du faisceau servant à la commande) [Trivedi][Xing]. Ces techniques de mesures ont été développées pour déterminer l'inductance des bondings pour des modules IGBT de très fortes puissances (plusieurs puces sont connectées en série et/ou en parallèle, ce qui a pour effet d'augmenter le nombre de faisceaux de bonding). Une dernière méthode existe pour déterminer la valeur de ces différentes inductances. Cette méthode consiste à câbler des bondings auxiliaires sur l'émetteur et le collecteur d'une puce IGBT. Ceci a été réalisé sur un module Mitsubishi grâce aux moyens techniques de l'AIME de Toulouse (Atelier Inter-universitaire de Micro Electronique). La figure suivante nous montre le câblage interne d'un module IGBT et la position des bondings auxiliaires.

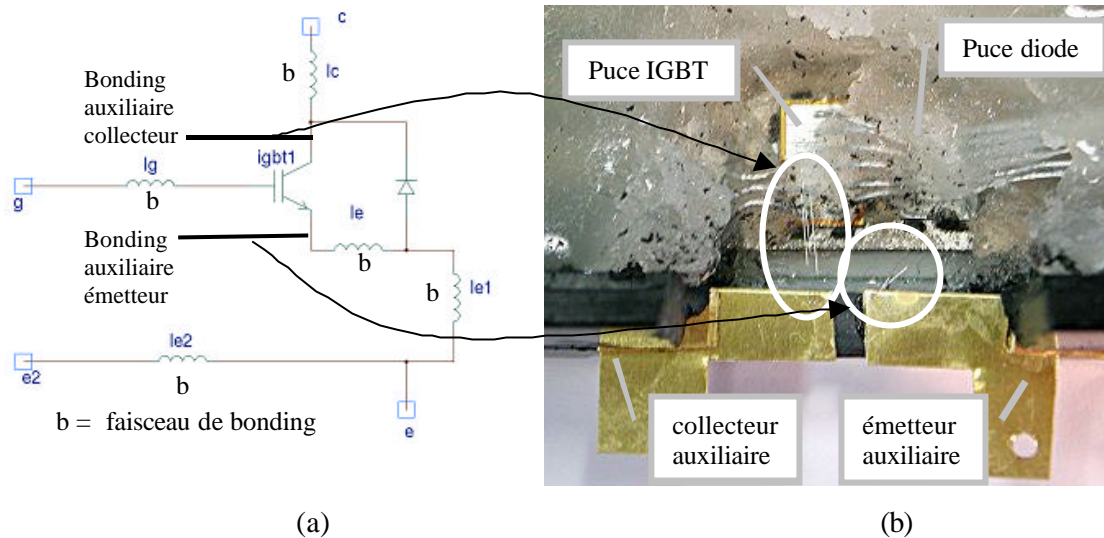


Figure II.48 : câblage interne d'un module Mitsubishi (a) et position des bondings auxiliaires (b)

En utilisant ce module "préparé", il a été possible de mesurer la tension aux bornes des différents faisceaux de bonding, lors des commutations. La figure II.49 nous montre la tension V_{ce} , lors d'un blocage, aux bornes du module IGBT et aux bornes d'une puce IGBT, ainsi que l'inductance des différents faisceaux de bonding.

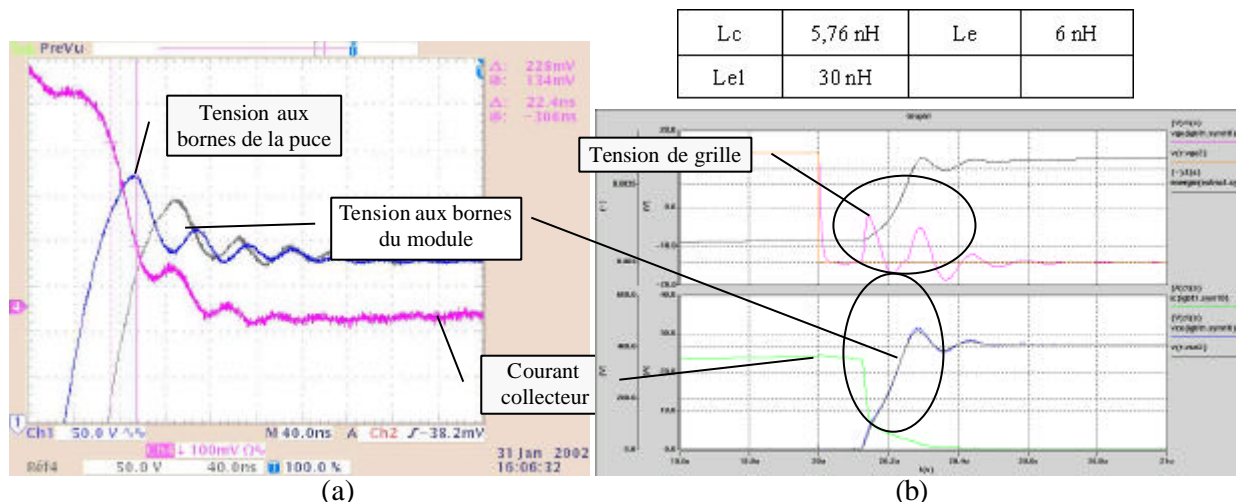
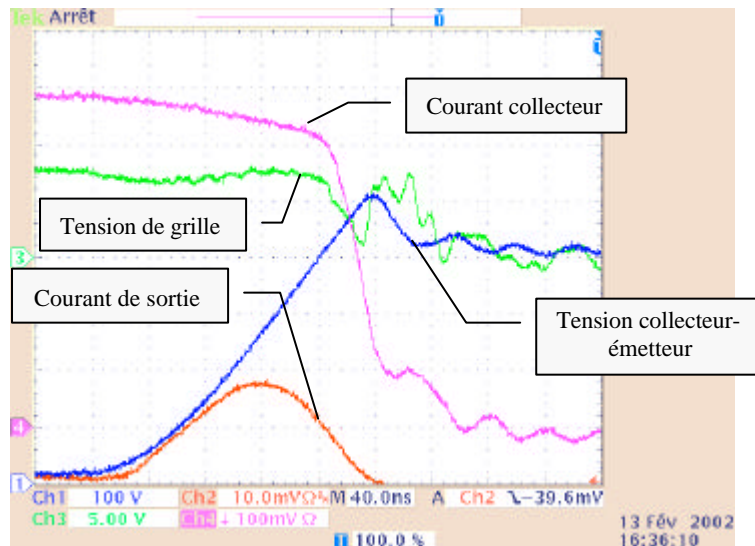


Figure II.49 : Tension aux bornes d'une puce IGBT et aux bornes du module IGBT (a), inductance des différents faisceaux de bonding et simulation d'un blocage (b)

Les valeurs d'inductance pour les faisceaux L_e et L_{e1} ont été déterminées à partir d'une mesure de tension et de la longueur respective de ces faisceaux. On observe qu'aux bornes de la puce IGBT, la tension est plus importante lors du blocage que celle mesurée aux bornes du module IGBT. Lors de cet essai, avec un di/dt de $700A/\mu s$, cette différence de tension vaut 20 V, soit 4,5% de la tension d'alimentation (450V). Nous devons tenir compte de cette différence de tension pour pouvoir estimer au plus juste la tension maximale aux bornes d'une puce IGBT, quel que soit le type de fonctionnement (blocage "normal", blocage sur un court-circuit...).

Pour minimiser l'effet de l'inductance des faisceaux de bonding, nous avons décidé de diminuer le di/dt lors du blocage en augmentant fortement la résistance de grille (uniquement au blocage). Auparavant, cette résistance était de faible valeur (6Ω) afin de limiter les remontées de tension de grille dues au dv/dt imposées par le blocage de la diode en anti-parallèle du transistor (effet Miller). Cette modification nous permet d'obtenir les formes d'ondes suivantes :



Conditions : $V = 400\text{V}$, $I = 40\text{A}$, $T_j = 125^\circ\text{C}$, $R_{\text{amorçage}} = 12\Omega$, $R_{\text{blocage}} = 39\Omega$

Figure II.50 : formes d'ondes obtenues au blocage avec une résistance de grille de 39Ω

La contre-partie de cette augmentation de résistance est une augmentation des pertes lors du blocage (+30%). La diminution du di/dt lors du blocage nous a permis de diminuer la surtension apparaissant aux bornes de l'IGBT à cet instant. On constate bien que, dans tous les cas, la tension aux bornes d'une puce IGBT est toujours inférieure ou égale à la tension de calibre du composant. Par exemple, dans le cas d'une coupure sur un court-circuit de type II, la tension aux bornes du composant est de 580V, donc la tension aux bornes de la puce IGBT est inférieure à 600V.

2.9 Conclusion du chapitre

Ce chapitre a été consacré à l'étude des modes de dégradation et de vieillissement des modules IGBT. Durant ce chapitre, nous avons passé en revue les différentes technologies utilisées pour la conception des puces IGBT des deux modules que nous allons utiliser pour nos essais de fiabilité. Ces modules sont :

- Module Mitsubishi CM75DU-12F (600V, 75A pour une température de boîtier de 25°C) à structure PT (Punch Trough) et trench gate (grille en tranchée) (annexe 1),
- Module Eupec BSM 50 GB 60 DLC (600V, 50A pour une température de boîtier de 85°C) à structure NPT (Non Punch Trough) et grille planaire (annexe 2).

L'utilisation de ces différentes structures entraîne des comportements légèrement différents entre ces deux types de modules, notamment au niveau de la répartition des pertes et du comportement en court-circuit.

Ensuite, une présentation non exhaustive des différents procédés employés dans la fabrication de ces modules IGBT (de la conception des puces à la réalisation du packaging) nous a permis d'identifier l'origine et la nature des défauts induits par ces derniers. Ces défauts peuvent être de différentes natures : impuretés chimiques incluses dans le cristal de silicium (résidus de dissolution par exemple), micro-fissures dues aux contraintes appliquées sur le barreau de silicium lors des différentes phases de fabrication... Ces défauts, selon la qualité de la chaîne de production des modules, peuvent être la source de défaillances "précoces" (défaut de jeunesse). Selon l'importance de ces défauts (distribution en taille et en nombre), ils peuvent, peut-être avoir un impact sur la fiabilité du composant. Dans ce cas là, on parle de dégradation au sein du composant.

Ensuite, nous avons défini quelles sont les contraintes électriques appliquées aux puces semi-conductrices utilisées dans une cellule de commutation, en fonctionnement de type onduleur de tension. Ces contraintes sont maximales lors des phases d'amorçage et de blocage du transistor IGBT. De là, nous avons défini de manière qualitative quelles sont les limites entre le régime de fonctionnement normal (celui dans lequel nous désirons rester, vis-à-vis de notre stratégie pour les essais de fiabilité) et le régime extrême (avalanche électronique, avalanche thermo-électronique, Latch-up...). Ces limites nous imposent de

restreindre les contraintes à appliquer aux composants que nous allons utiliser (température, tension, courant...).

A partir de la définition des contraintes et de la technologie des composants, nous avons pu faire un état de l'art sur les modes de dégradation et de vieillissement subis par un module IGBT au cours de son fonctionnement. Ces dégradations peuvent être dues à l'utilisation qui est faite du composant. Par exemple dans le cas du cyclage thermique, les contraintes thermomécaniques génèrent une délamination des puces, un décollement des bondings... Mais ces dégradations peuvent être liées à l'environnement du composant (rayonnement cosmique, corrosion...). Dans le cadre de nos essais de fiabilité, certains modes de dégradation ou de vieillissement ne seront pas activés. Typiquement, en travaillant à température constante sur les puces et le packaging, le cyclage thermique n'interviendra pas.

Le même type d'études a été mené sur les condensateurs électrolytiques utilisés et étudiés au cours de nos essais. Les connaissances concernant le vieillissement de ce type de composants sont plus importantes et donc il est possible, à partir de cet état de l'art, de définir exactement les mécanismes de vieillissement et les indicateurs à suivre au cours du fonctionnement de ces condensateurs. Ces indicateurs sont : l'augmentation de la résistance série (ESR), la diminution de la capacité et du poids du condensateur. Ces paramètres sont liés à la diminution de la quantité d'électrolyte présente dans le condensateur.

L'étude de tous ces modes de dégradation et de vieillissement nous a permis de définir tous les modes de défaillance qui peuvent survenir au sein de la cellule de commutation, vecteur de test pour nos essais de fiabilité. A partir de l'analyse de ces modes de défaillance, il a été possible de définir et de dimensionner les différentes protections à mettre en œuvre. Ces protections concernent la détection et la coupure sûre des court-circuits de type I et II (cf. AMDEC de la cellule de commutation). Une phase de dimensionnement importante a été nécessaire dans le cas de la coupure d'un court-circuit de type II (mode de défaillance le plus probable au sein de la cellule de commutation). Ce dimensionnement a nécessité, entre autres, une phase de simulation à l'aide de modèles fins de composants. Dans tous les cas, des essais expérimentaux de court-circuit sur un banc dédié nous ont permis de valider le dimensionnement des protections. A partir de ce dimensionnement, nous avons pu déterminer la tension d'alimentation maximale à appliquer aux cellules de commutation, afin de ne jamais dépasser, aux bornes des puces IGBT, la tension spécifiée par le constructeur de ces modules (600V). D'ores et déjà, il est possible de fixer quelques paramètres que nous adopterons pour nos essais de fiabilité :

Tension maximale d'alimentation	450 V	Résistance de grille à l'amorçage	12 Ω
Courant maximal traversant les composants de puissance	50 A	Résistance de grille au blocage	39 Ω

Tableau II.9 : paramètres d'ores et déjà fixés pour les essais de fiabilité

Une fois les protections mises en place, nous avons pu développer un driver "complet" pour commander un module IGBT (deux transistors sur le même bras). Il constitue le premier élément du convertisseur statique que nous avons mis en œuvre pour mener nos essais de fiabilité, en accord avec la stratégie définie au début de ce chapitre. La conception et le dimensionnement de ce convertisseur sont présentés dans le chapitre suivant.

CHAPITRE III

Conception et dimensionnement du module de conversion

3.1. Introduction

3.1.1 Rappel de la finalité des essais de fiabilité

Tout au long du premier chapitre de ce mémoire, nous avons mis en place notre stratégie pour des essais de fiabilité. Le but de ces essais est de déterminer expérimentalement, par des tests en nombre et en durée, le taux de défaillance de module IGBT moyenne puissance de type bras d'onduleur. De plus, les essais envisagés nous permettront de faire une analyse des relations de causes à effets entre : les contraintes et les dérives observées, les dérives et les défaillances constatées, la dispersion des dérives ou des caractéristiques et les défaillances. Ces essais seront effectués sous fortes contraintes et, par des lois d'accélération, il sera possible d'ajuster ces résultats à n'importe quelles conditions de fonctionnement.

En accord avec cette stratégie, nous avons conclu qu'il est impératif de concevoir un banc de test dédié à ce type d'essai. Ce banc de test sera orienté autour d'un convertisseur statique complet (que nous nommerons module de conversion). Ce module de conversion a pour but de solliciter des modules IGBT et des condensateurs électrochimiques, dans un fonctionnement de type onduleur de tension MLI, en régime continu de fonctionnement, sous contraintes fortes et maîtrisées (haute température de fonctionnement, forte densité de courant, tension importante) toujours contenues dans l'aire de sécurité de chaque composant (c a d. hors régimes extrêmes).

Une instrumentation et une stratégie de surveillance électrothermique temps réel de ce convertisseur sera mise en place afin de disposer d'un historique des grandeurs électriques et thermiques précis sur toute la durée de vie des composants sous test. Cet historique est une des clefs pour diagnostiquer les défaillances dont seront victimes ces composants, et observer l'effet du vieillissement ou des dégradations de chacun. Pour compléter ce diagnostic et ces analyses, des caractérisations, à intervalles réguliers, seront pratiquées sur les modules IGBT et les condensateurs.

Lors de ces essais de fiabilité, seuls les modules IGBT seront amenés jusqu'à la défaillance. L'étude menée sur les condensateurs n'a pour but que d'observer l'évolution des paramètres physiques liés à leurs vieillissement (ESR, capacité...) au cours du temps.

Pour résumer, la démarche adoptée pour ces essais de fiabilité est la suivante :

- Sollicitation des composants pendant un certain temps (entre 1000 et 1500 heures) et enregistrement de l'historique électrothermique.
- Arrêt régulier du banc de test et caractérisation des composants.
- Analyse *off line* de l'historique électrothermique.
- Reprise de la sollicitation sous les mêmes contraintes que précédemment.

Ce cycle sera répété jusqu'à la défaillance d'au moins un des composants semi-conducteurs. Tous ces rappels vont nous permettre d'établir le cahier des charges du module de conversion, étapes indispensables avant la conception de ce dernier.

3.1.2 Cahier des charges du banc de test

Le module de conversion sera "l'éprouvette" pour nos essais de fiabilité. C'est un convertisseur statique devant reproduire au niveau des composants semi-conducteurs l'environnement et les conditions d'utilisation d'un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion, hors cyclage thermique. Ces composants devront être soumis à des contraintes similaires à celles rencontrées dans des applications industrielles ciblées. Ces applications sont de type variation de vitesse et alimentation sans interruption de moyenne puissance (de quelques dizaines de KW).

Les composants semi-conducteurs soumis à ces essais seront des modules IGBT de type bras d'onduleur. Le choix de cette technologie d'interrupteur de puissance est justifié tout simplement par le fait que c'est le composant semi-conducteur le plus utilisé, sur les gammes de puissance visées. Le calibre de ces composants est donc le suivant :

600V, 50A pour une température de jonction de 125°C

Deux familles de modules IGBT seront utilisées :

- module Mitsubishi CM75DU-12F (cf. annexe 1),
- module Eupec BSM 50 GB 60 DLC (cf. annexe 2).

Ces deux types de modules ont été choisis parce que ce sont deux familles de composants très différentes, tant au niveau technologique, qu'au niveau comportemental (cf. chapitre précédent). Le point de fonctionnement de ces modules devra être totalement ajustable. Ceci nécessite plusieurs aménagements spéciaux :

- La température de boîtier des modules IGBT devra être réglable et surtout maintenue constante. Ceci nécessite le développement d'une régulation de température agissant au niveau du système de refroidissement.
- Ce convertisseur devra disposer d'une carte de commande permettant de régler les différents paramètres de la modulation de largeur d'impulsion : taux de modulation, déphasage tension-courant, fréquence de modulation, fréquence de découpage, temps mort.
- La commande rapprochée permettra d'ajuster les di/dt et dv/dt lors des commutations des IGBT. En outre, elle devra disposer de tous les dispositifs nécessaires à la détection rapide et la coupure "sûre" des défauts pouvant survenir sur le convertisseur et donc ainsi confiner le premier défaut au niveau de la cellule de commutation.
- L'alimentation de puissance du convertisseur devra être variable afin de régler la tension maximale aux bornes des composants.

La solution choisie devra permettre de procéder aux essais de fiabilité, pour les conditions de fonctionnement définies plus haut, sur une longue durée (24 heures/24 pendant plus d'un an) et pour un coût restreint (coût matériel et coût d'exploitation).

Durant ces essais, des défauts vont apparaître (défauts physiques de puce, défauts de commande) et donc, des efforts ont été faits sur la détection rapide et la coupure de ces défauts au niveau de la commande rapprochée (cf. conception du driver, chapitre II). Bien entendu, d'autres types de protections devront être mis en place (fusible...) de manière à assurer une redondance importante (3 ou 4 niveaux).

3.1.3 Solution proposée

Dans l'optique que nous nous sommes fixés pour nos essais de fiabilité, il paraît indispensable de concevoir entièrement un convertisseur statique dédié. Ce convertisseur (module de conversion) est constitué de cellules de commutations connectées en opposition. Notre approche pour mener cette étude de fiabilité est de s'intéresser à la cellule de commutation complète (modules IGBT, drivers, condensateurs de filtrage). Ce vecteur de test nous apparaît être le seul permettant une étude complète pouvant nous fournir des données de fiabilité aussi bien qualitatives (mode de défaillance, type de dérives...) que quantitatives (taux de défaillance, et taux de dérive) sur une structure générique.

Dans ce chapitre, tous les aspects liés au dimensionnement de ce module de conversion seront abordés. Tout d'abord, un rappel sur la méthode d'opposition permettra de justifier l'utilisation de cette technique et de comprendre le fonctionnement du module de conversion. Ensuite, plusieurs sous-chapitres seront consacrés à l'étude de ce convertisseur :

- Topologie, dimensionnement électrique et simulation "circuit" sous Saber afin de valider la structure de conversion choisie,
- Dimensionnement et validation thermique du système de refroidissement
- Conception d'une nouvelle loi de commande pour la méthode d'opposition, à base de circuit numérique de type FPGA
- Développement d'une carte de régulation de température afin de maintenir constante la température de fonctionnement des modules IGBT
- Simulation électrothermique concernant le comportement thermique du module de conversion et l'environnement thermique des puces semi-conductrices
- Etude des interactions entre les modules de conversion connectés sur la même alimentation, en présence de défaut. Cette étude nécessite des simulations à partir de modèles fins sous Saber.

Une dernière partie sera consacrée au module de conversion dans sa globalité, et surtout aux potentialités d'un tel convertisseur pour d'autres études de fiabilité, voire même pour des études totalement différentes.

En premier lieu, intéressons-nous à la topologie du module de conversion par le biais d'un rappel sur les origines de la méthode d'opposition.

3.2. Topologie du module de conversion

3.2.1. Présentation de la méthode d'opposition

La méthode d'opposition est une technique expérimentale issue des essais de machines électriques (moteurs, génératrices, transformateurs)[Forest]. Cette méthode est intéressante pour utiliser et caractériser des systèmes de moyenne et forte puissance lorsque des essais en charge, en conditions réelles d'utilisation sont difficiles (accouplement de machine à une charge mécanique, nécessité d'une alimentation et d'une charge de puissance...).

Dans le cas des convertisseurs statiques, la problématique reste la même. Cette méthode est utilisée pour le test et la mesure des pertes de convertisseur de forte puissance (quelque MW) ayant de haut rendement (98%) avec des moyens de test réduits (alimentation de quelque KW).

La figure III.1 nous montre le principe de la méthode d'opposition appliquée à deux machines électriques et transposable à deux convertisseurs statiques.

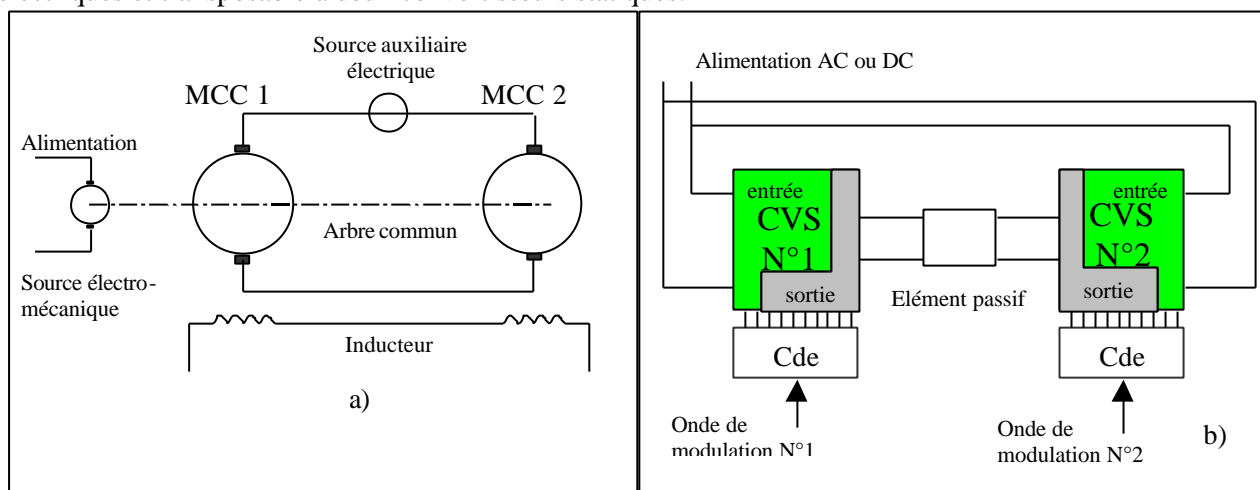


Figure III.1 : La méthode d'opposition : a) pour deux machines à courant continu, b) pour deux convertisseurs.

Cette technique consiste à connecter deux dispositifs en opposition sur la même alimentation, assistés par une ou plusieurs sources d'énergie auxiliaires. La connexion consiste à réunir les entrées sur l'alimentation et les sorties entre elles. Dans l'exemple précédent, la connexion de deux machines à courant continu s'effectue en les accouplant sur le même arbre mécanique et en reliant leurs inducts par l'intermédiaire d'une source de tension. L'alimentation de ce système s'effectue grâce à une source électro-mécanique (autre machine électrique par exemple). Ce montage permet de mesurer les pertes des machines pour un flux et une vitesse de rotation imposée, un courant d'induit donné. Il est possible de remplacer les machines électriques par des convertisseurs statiques, les alimentations par des sources de tension ou de courant.

Intéressons-nous au cas de deux onduleurs de tension MLI connectés en opposition. L'application de la méthode d'opposition demande de répondre à plusieurs critères :

- Compatibilité des dispositifs (compatibilité des sources),
- Interconnexion des dispositifs, problèmes de réversibilité des dispositifs,
- Stabilisation du point de fonctionnement en statique et en dynamique (risques de divergence du courant de sortie d'un onduleur, par exemple).

Dans le cas de deux machines à courant continu montées en opposition, ces problèmes ne se posent pas grâce aux caractéristiques naturelles de ces machines : forte impédance interne, réversibilité intrinsèque. Dans le cas des convertisseurs statiques, tous ces problèmes interviennent. En effet, par nature, ces dispositifs se comportent comme des sources de courant ou de tension harmoniques, avec des impédances de sortie très faibles.

Le montage le plus simple, pour connecter deux onduleurs de tension MLI, est de les raccorder par l'intermédiaire d'un élément réactif (figure III.1, b). Cette topologie permet de faire fonctionner les deux

convertisseurs au même point de fonctionnement (tension d'entrée, courant de sortie, température des composants...).

Pour assurer la stabilité du point de fonctionnement, il faut utiliser une inductance de forte valeur et synchroniser les fréquences de découpage des deux onduleurs. Sur des convertisseurs de forte puissance, le volume de cette inductance peut être très important. Il est possible de diminuer la valeur de cette inductance au prix d'une commande plus complexe : un des deux onduleurs fonctionne en boucle ouverte (convertisseur maître) et le deuxième convertisseur est commandé en boucle fermée (convertisseur esclave). La boucle de régulation agit sur la commande du deuxième convertisseur pour réguler le courant traversant l'inductance d'opposition. Dans ce cas là, la sortie du convertisseur N°1 est une tension alternative, découpée ou filtrée. La régulation de courant délivre l'onde de modulation pour convertisseur N°2 et donc impose un courant sinusoïdal dans l'inductance d'opposition. Cette solution répond à tous les critères d'application de la méthode d'opposition. La figure III.2 illustre la transition de la méthode d'opposition aux onduleurs de tension.

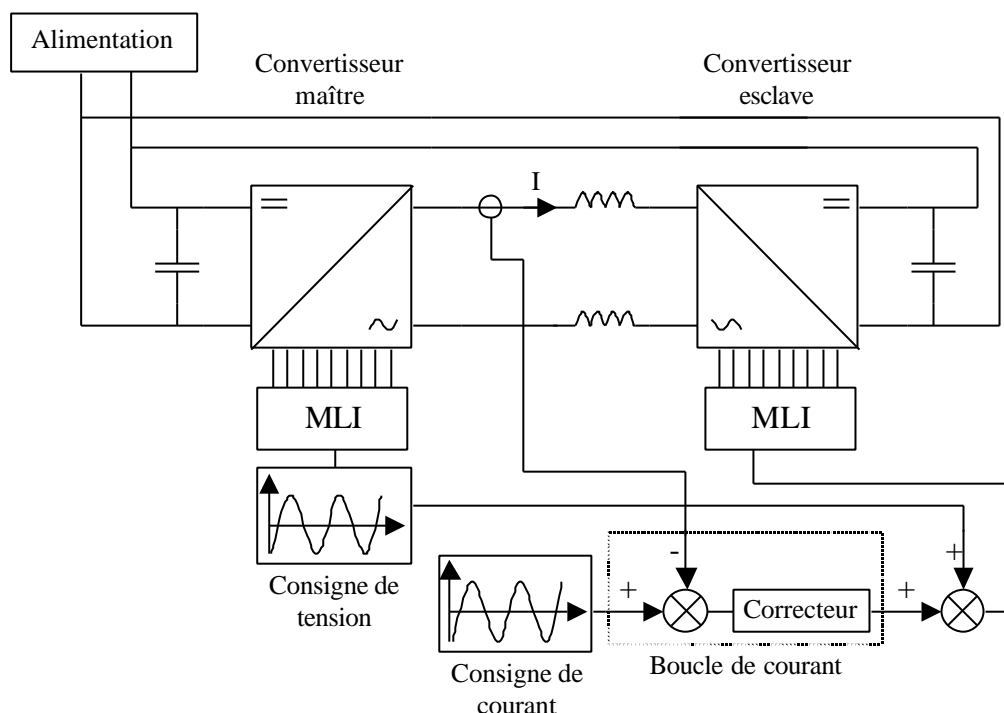


Figure III.2 : Méthode d'opposition appliquée à deux onduleurs de tension : topologie basse tension

Les avantages de la méthode d'opposition sont multiples. Tout d'abord, la puissance absorbée sur l'alimentation continue vaut uniquement la somme des pertes au sein des deux onduleurs (pertes dans les interrupteurs de puissance, pertes dans les composants passifs) et donc avec des moyens d'essais réduits (de l'ordre du kW), il est possible de faire fonctionner des convertisseurs de grande puissance (plusieurs centaines de kW) au point de fonctionnement nominal (tension et courant de sortie nominal). Ceci est dû au fait que la puissance fournie par un convertisseur est absorbée par l'autre. Une conséquence directe de cette circulation de puissance est que la puissance fluctuante d'un pont est compensée par l'autre. Un autre avantage consiste en la mesure précise des pertes et du rendement des convertisseurs statiques. En effet, en connectant deux convertisseurs en opposition, dont un a été préalablement caractérisé (convertisseur étalon), il est possible, par une simple mesure de puissance au niveau de l'alimentation, de déterminer avec précision les pertes du convertisseur sous test. Un autre intérêt de la méthode d'opposition est de pouvoir placer les composants de puissance au même point de fonctionnement pour diverses applications (caractérisation, fonctionnement en régime de forte surcharge, cyclage ...). En effet, grâce à la méthode d'opposition et une carte de commande adéquate, le point de fonctionnement des modules IGBT est totalement réglable :

- Fréquence de découpage, fréquence de modulation, temps mort, amplitude du courant commuté, déphasage courant/tension sont réglables par la carte de commande,
- La tension du bus continu est fixée par une alimentation régulée en tension,
- Les di/dt et dv/dt lors des commutations sont réglables sur le driver (ajustement de la résistance de grille),

- La température des puces IGBT est directement réglable par le système de refroidissement.

La méthode d'opposition présente un inconvénient : selon les applications, il faut disposer d'une alimentation haute tension : en effet grâce à cette topologie, le courant absorbé sur l'alimentation continue du montage est l'image des pertes, donc pour des convertisseurs de grande puissance, il faut pouvoir disposer d'un équipement et d'alimentation haute tension (plusieurs KV, quelques dizaines d'ampères). Il existe une solution que nous n'avons pas étudiée, et qui consiste à alimenter le montage du côté alternatif par l'intermédiaire d'une source de courant sinusoïdale (figure III.3) au prix d'une commande beaucoup plus complexe.

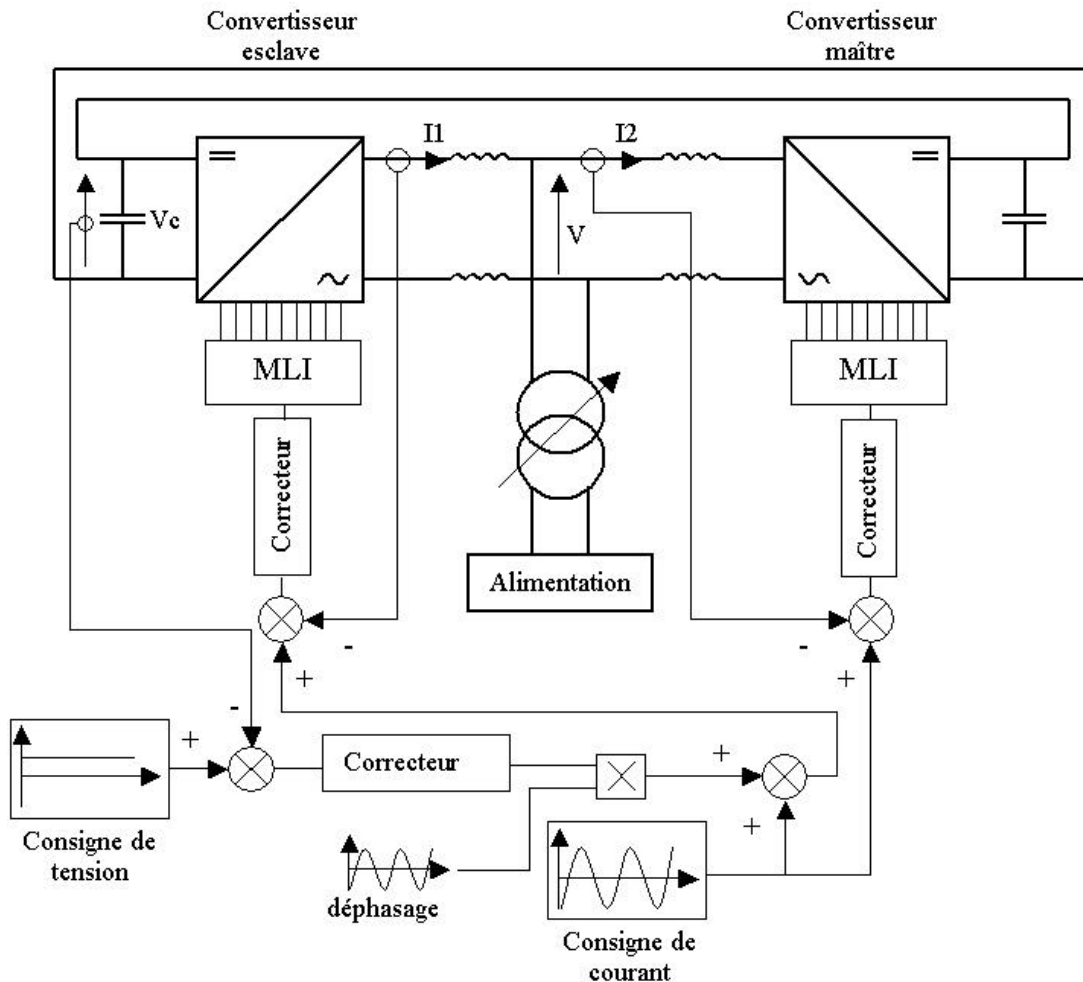


Figure III.3 : Méthode d'opposition appliquée à deux onduleurs de tension : topologie Haute Tension

Les deux convertisseurs sont commandés par deux boucles de courant (équivalents à deux sources de courant). La compensation des pertes du système se fait toujours en injectant un courant non pas sur le bus continu, comme précédemment, mais sur la liaison courant entre les convertisseurs (sortie des convertisseurs). Cette compensation est pilotée par une mesure de la tension du bus continu générant une consigne de courant qu'il faut synchroniser avec le réseau, source d'alimentation du montage. Cette consigne commande le convertisseur esclave.

3.2.2 Structure retenue

Il est possible d'appliquer la méthode d'opposition au plus petit constituant d'un convertisseur : la cellule de commutation. Ici, on a appliqué cette méthode sur deux cellules de commutation de type bras d'onduleur de tension MLI. Le fait que l'on ait choisi la méthode d'opposition pour des essais de fiabilité se justifie par le fait que c'est l'un des seuls moyens de faire fonctionner des modules IGBT en commutation, en régime permanent, à moindre coût et sur des durées longues (10000 Heures).

Un module de conversion est constitué de deux ponts “onduleur de tension” assemblés sur le même refroidisseur. Ce refroidisseur est constitué d’un radiateur à ailettes refroidi par un ventilateur. Le dimensionnement du système de refroidissement sera traité dans le paragraphe 3.3. Chaque pont est constitué de deux cellules de commutation connectées en opposition (figure III.4). Cette topologie est très élémentaire et voisine de celle d’un onduleur de tension monophasé “classique”.

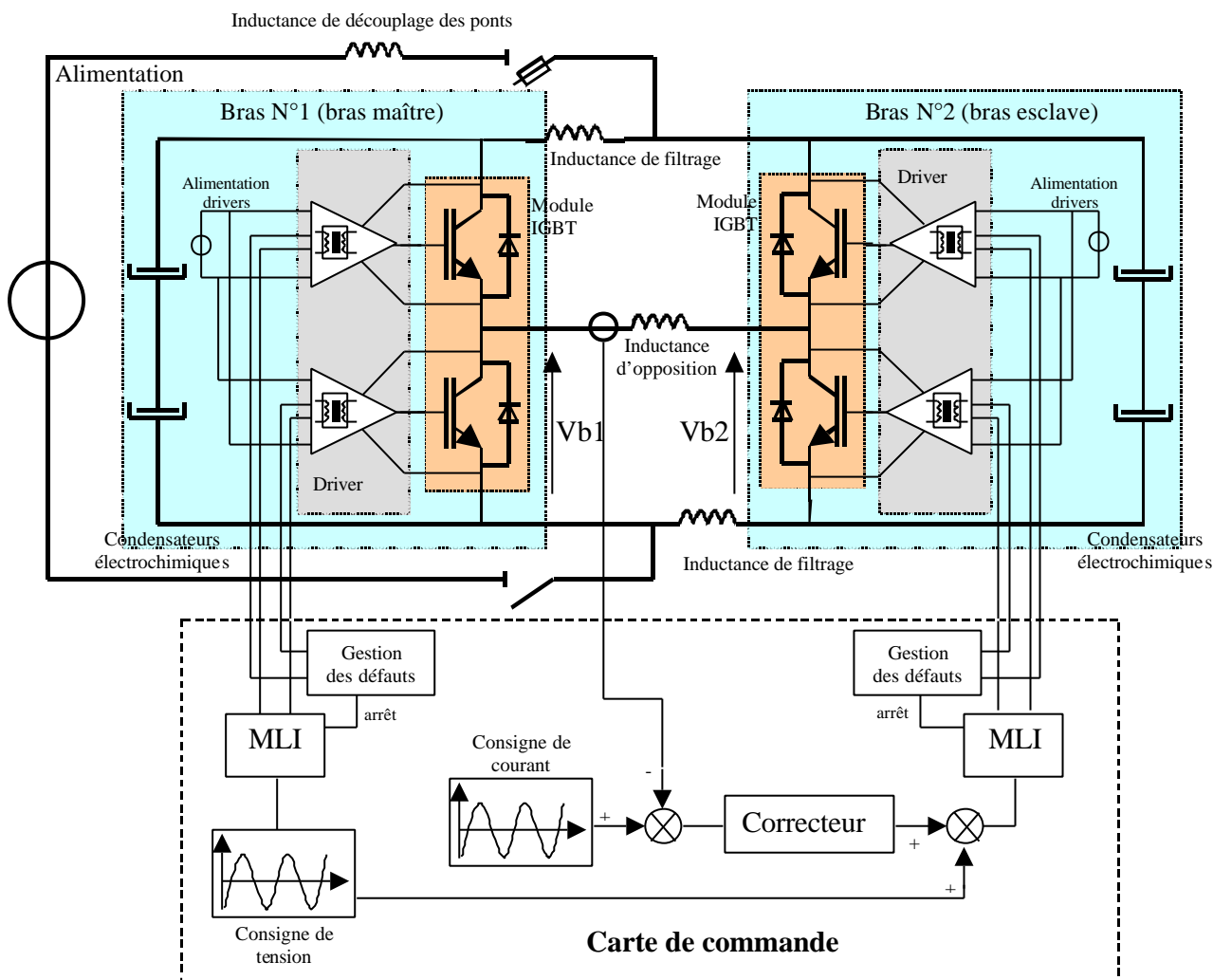


Figure III.4 : Topologie d'un pont

Chaque cellule de commutation est constituée d'un module IGBT type bras d'onduleur (deux interrupteurs de puissance dans le même boîtier) associé à un driver (un par module IGBT) et des condensateurs de découplage-filtrage connectés sur le bus continu. La mise en opposition s'effectue par l'intermédiaire d'une inductance de faible valeur.

Des inductances ont été ajoutées sur l'alimentation de chaque cellule de manière à confiner les courants hautes fréquences (fréquence de découplage) dans les condensateurs. Elles servent aussi à isoler les bras entre eux. Ceci a été fait de manière à solliciter en courant efficace ces condensateurs, afin d'observer la dérive de leurs grandeurs caractéristiques au cours du temps: résistance série, capacité, quantité d'électrolyte... (cf. mécanisme de dégradation des condensateurs électrochimique chapitre II).

Une carte de commande a été élaborée par pont. Elle génère les ordres de commande pour les deux drivers et assure la régulation du courant inter-bras. Cette régulation est constituée d'une mesure de courant et d'un correcteur. Cette carte a aussi un rôle à jouer dans l'arrêt du pont en cas de défaut, conformément à la stratégie mise en place pour ces essais de fiabilité (chapitre I). Ces défauts peuvent avoir différentes origines : externe au module IGBT telle que des problèmes de transmission de commande (impulsion parasite, rupture des liaisons avec la commande...) ou interne au module IGBT telle que des phénomènes liés à la température (avalanche thermoélectronique...) ou à la tension (rupture d'un oxyde de grille d'IGBT,

claquage d'une jonction par surtension...). Ils se traduisent généralement par l'apparition d'un court-circuit de bras (cf. AMDEC au chapitre II). Dans ce cas, c'est le driver du bras concerné qui agit en premier (élément le plus proche du défaut). La carte de modulation doit être informée de l'apparition d'un défaut afin d'arrêter l'envoi des ordres de commande aux deux bras (bras défaillant et bras sain).

Le pont est protégé par un fusible rapide de type Protistor afin d'agir au cas où un défaut apparaîtrait et ne serait pas détecté ou coupé par les drivers (premier niveau de redondance). Ensuite, il est prévu, lors des essais de fiabilité, de connecter sur la même alimentation un certain nombre de ponts donc, en cas de défaut sur une cellule (court-circuit de bras), une énergie très importante (plusieurs centaines de joules) pourrait être injectée dans le court-circuit, entraînant le décollement des faisceaux de bonding du module défaillant (pour une énergie de 30J/cm^2 [Duong]) et l'explosion du module ce qui aurait pour conséquence l'extinction du court-circuit (deuxième niveau de redondance). Enfin, la carte de commande a aussi un rôle à jouer pour protéger le pont. En effet, la présence d'une inductance d'opposition de faible valeur (quelques μH) impose la présence sur cette carte d'une protection par détection de courant maximal. Cette protection, très lente, peut agir en cas de court-circuit de bras non détecté par les drivers (troisième niveau de redondance).

D'ores et déjà il est possible de faire un bilan énergétique en confrontant cette solution à une solution classique, qui consiste à faire fonctionner un onduleur standard sur une charge. Les hypothèses de ce bilan sont les suivantes : dans les deux cas, on souhaite faire fonctionner 90 modules IGBT en même temps. En regardant les datasheets des composants, on peut admettre qu'en régime de forte surcharge, les pertes au sein de ces modules peuvent être estimées à 200W/module IGBT . Ces essais pourraient s'effectuer sur une durée de 2 ans environ. A partir de cette base, il est possible d'établir le bilan suivant :

		Coût matériel (puissance)	Coût d'exploitation (énergie)
Méthode d'opposition	Alimentation de puissance	Une alimentation de quelques KVA pour l'ensemble du banc de test	@ 350 MWh pour l'ensemble du test
	Montage de puissance (onduleur)	45 ponts utilisant la méthode d'opposition	Quelques centaines de KWh nécessaire à l'extraction des pertes (radiateur à eau + échangeur)
	Charge	0	0
Onduleur de tension sur charge RL	Alimentation de puissance	Une alimentation de 40 KVA par onduleur triphasé, soit une puissance totale de 1,2 MW	@ 21 GWh dédié à l'alimentation des onduleurs, sur toute la durée du test
	Montage de puissance (onduleur)	30 onduleurs triphasés (produit industriel ou onduleur sur mesure)	Quelques centaines de KWh nécessaire à l'extraction des pertes (radiateur à eau + échangeur)
	Charge	Une charge RL de 40 KW par onduleur triphasé	Plusieurs centaines de MWh nécessaires au refroidissement des charges

Tableau III.1 bilan énergétique d'un banc de fiabilité en fonction de la structure choisie

Au vu de ce bilan, il est évident que la méthode d'opposition répond parfaitement au critère de limitation du coût matériel (alimentation de relativement faible puissance, absence de charge) et du coût énergétique d'exploitation (il y a un rapport 1000 entre ces deux solutions).

3.2.3 Principe de fonctionnement

La commande du bras N°1 (bras maître) est constituée d'un bloc MLI qui permet, à partir d'une consigne de tension, d'obtenir une tension de sortie V_{b1} sinusoïdale découpée. La commande du bras N°2 (bras esclave) se constitue, quant à elle, d'une boucle de courant et d'un bloc MLI permettant d'obtenir une tension V_{b2} sinusoïdale découpée. Le principe de la méthode d'opposition appliquée à deux bras d'onduleur est très simple : la boucle de courant permet d'obtenir un courant sinusoïdal dans l'inductance d'opposition en générant une tension V_{b2} ayant un rapport cyclique instantané ($\alpha_2(t)$) très légèrement supérieur à celui de

la tension V_{b1} ($\alpha_1(t)$). Ce léger écart de rapport cyclique entre les deux tensions permet de générer une tension impulsionnelle aux bornes de l'inductance d'opposition.

A l'échelle de la fréquence de découpage, la commande alterne les phases de conduction en diagonale (tension d'entrée appliquée aux bornes de l'inductance d'opposition, permettant la croissance du courant) et les phases de roue libre (phase permettant la décroissance du courant). La figure III.5 présente les différents signaux au sein du pont, en fonction du signe du courant dans l'inductance d'opposition.

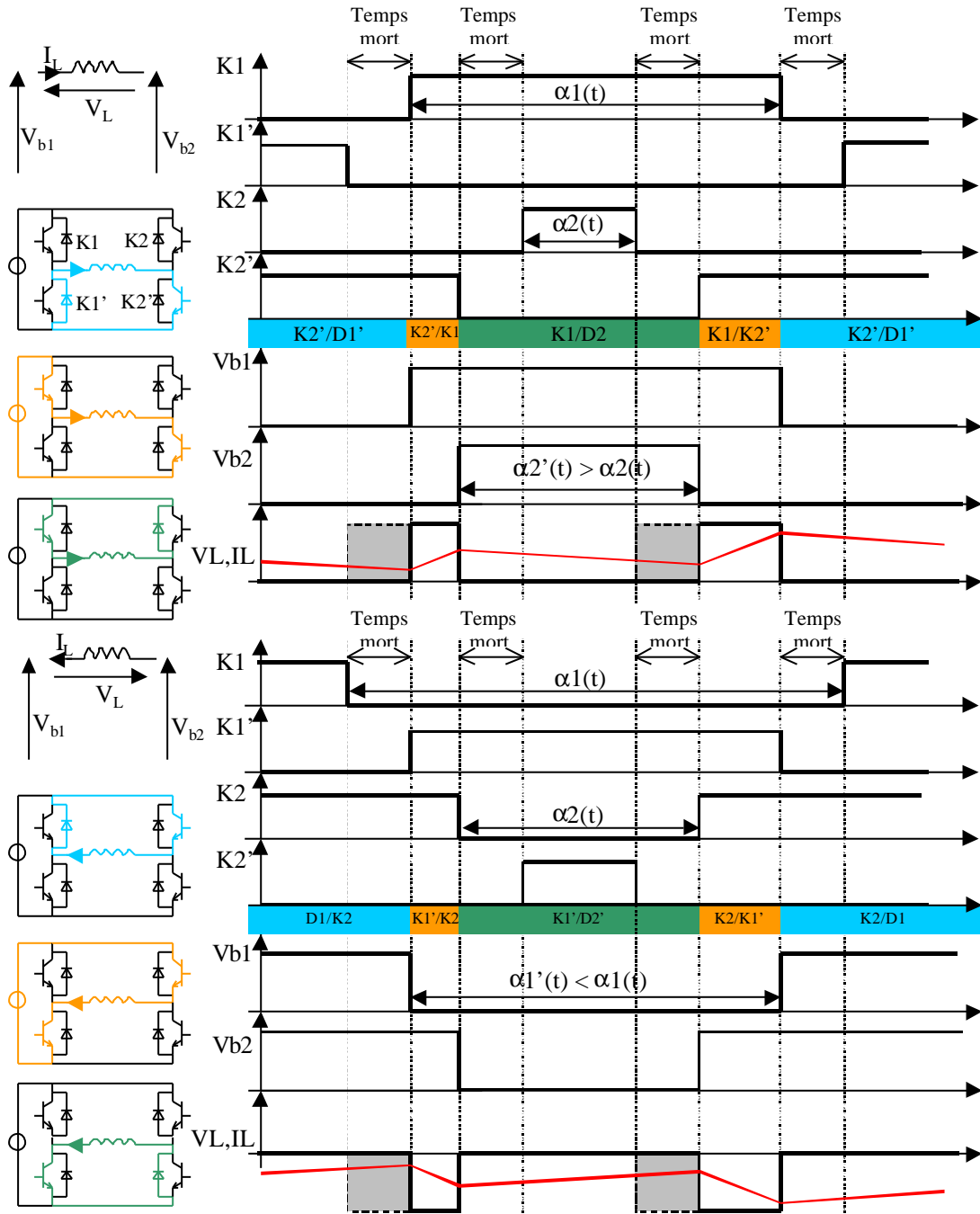


Figure III.5 : Principe de la méthode d'opposition : formes d'onde à l'échelle d'une période de découpage

On constate que le courant dans l'inductance est maîtrisé mais que cette stratégie de commande présente un inconvénient : une chute de tension supplémentaire ΔV_L (zone grise sur la figure précédente) apparaît et est due aux temps morts nécessaires à la commande des bras d'onduleur. On démontre facilement

que, pour une MLI régulière, dans tous les cas de figure, la chute de tension moyenne due aux temps morts vaut :

$$\Delta V_L = 2 \cdot \frac{t_m}{T_{dec}} \cdot \text{sign}(i_{LMO}(t)) \cdot E$$

Avec :

- E : tension d'alimentation continue
- T_{dec} : période de découpage
- T_m : valeur du temps mort

Cette chute de tension est prépondérante par rapport à la chute de tension aux bornes de l'inductance d'opposition. Un simple calcul sur un exemple précis peut nous donner les résultats suivants : Pour une fréquence de modulation de 50 Hz, une fréquence de découpage de 20KHz, des temps morts de 2μs, une tension d'alimentation de 300V, un courant efficace de 30A et une inductance de 100μH, la chute de tension liée à l'impédance de l'inductance d'opposition vaut 0,94V. La chute de tension due aux temps morts vaut, quant à elle, 24V. C'est cette chute de tension importante que devra compenser la régulation de courant. Un moyen de diminuer cette contrainte est de diminuer la valeur des temps morts, dans la mesure du possible, ou bien d'élaborer une commande sans temps mort : on ne commande que l'interrupteur qui est censé conduire le courant sur le bras, et on change d'interrupteur en détectant le passage par zéro du courant de sortie ($i_{LMO}(t)$). Cette stratégie de commande est plus compliquée et industriellement moins utilisée.

Une telle topologie de puissance, assez "atypique" dans le domaine de l'électronique de puissance, a nécessité une phase de simulation sous Saber™ afin de la valider.

3.2.4. Dimensionnement des composants et élaboration d'une commande

Cette partie est consacrée au dimensionnement des composants du montage en opposition et à l'élaboration d'une loi de commande appropriée à la méthode d'opposition. Cette phase de dimensionnement est l'étape initiale avant de faire des simulations du montage complet.

3.2.4.1 Schéma du pont

La simulation portera sur un pont (deux cellules de commutations en opposition) dont la structure de puissance est donnée sur la figure III.6.

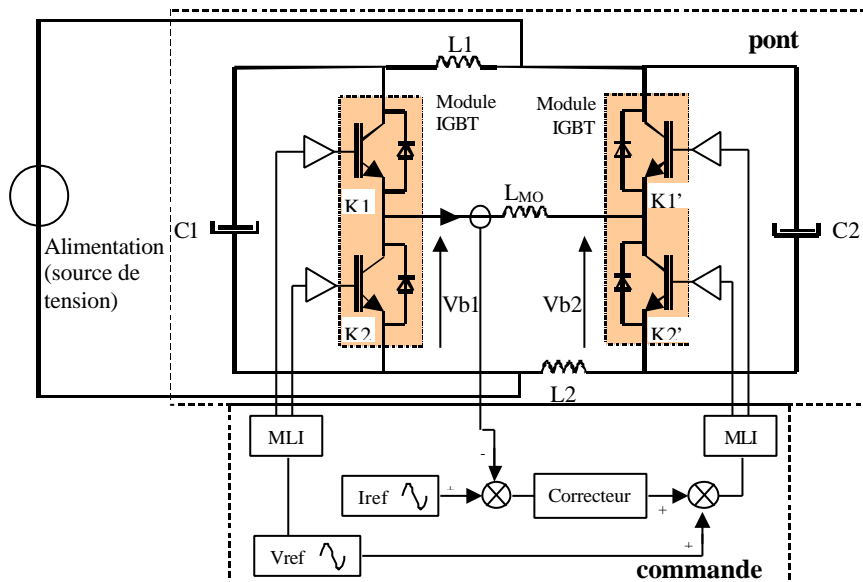


Figure III.6 Mise en opposition de deux cellules de commutation

3.2.4.2 Dimensionnement

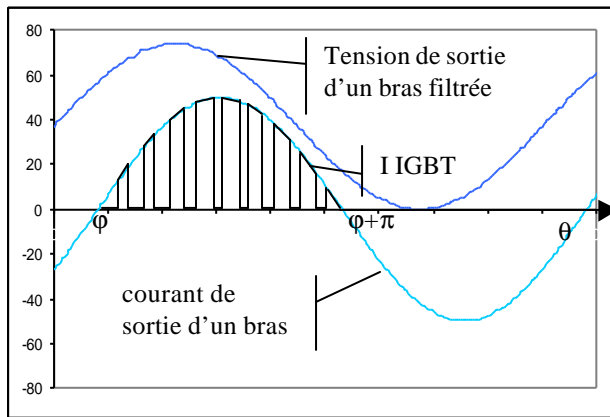
a) Condition de fonctionnement

Le dimensionnement va porter sur les condensateurs et les inductances présents sur le montage. En effet, les modules IGBT utilisés lors des futurs essais de fiabilité ont été définis précédemment. Les contraintes électriques sont fixées par ce choix et sont impérativement inférieures au calibre des modules IGBT, spécifié par le fabricant de ces modules. Ce calibre est :

- Tension maximale de 600V,
- Courant maximal de 50A,
- Température de jonction en fonctionnement nominal de 125°C.

Les paramètres électriques de la simulation sont donc les suivants :

- **V alimentation = 600V, I de sortie des bras = 50A.** Pour ces simulations, la cellule de commutation n'est pas modélisée (l'inductance de la maille de commutation n'est pas prise en compte) ce qui implique que la tension maximale aux bornes d'un IGBT lors du blocage vaut la tension de bus.
- **Fréquence de modulation = 50Hz, fréquence de découpage = 20KHz.** Ces fréquences n'ont pas été choisies de manière aléatoire. Une fréquence de modulation de 50Hz est comprise dans la gamme de fréquences usuellement employée sur les dispositifs industriels utilisant cette gamme de module IGBT (variateur de vitesse pour MAS, alimentation sans interruption...). Pour ce qui est de la fréquence de découpage, c'est la même chose : cette valeur est couramment utilisée au sein des dispositifs cités ci-dessus. Elle représente une limite maximale pour ces modules, afin de limiter les pertes par commutation.
- **Taux de modulation = 95%.**
- **Temps mort = 1µs**
- **Cos j = 90°.** Cette valeur de cos j est la seule valeur acceptable pour nos essais de fiabilité. On démontre ceci en calculant la valeur moyenne des courants traversant les puces IGBT de chaque bras (bras fonctionnant en onduleur et bras fonctionnant en redresseur). Ce calcul est le suivant :



$$\langle I_{IGBT} \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} I_{IGBT}(\theta) d\theta$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} I(\theta) \cdot \alpha(\theta) d\theta$$

Avec : - $I(\theta)$ le courant de sortie de bras

$$I(\theta) = I_{MAX} \cdot \sin(\theta - \varphi)$$

- $\alpha(\theta)$ le rapport cyclique appliqué au bras

$$\alpha(\theta) = \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot M_{MAX} \cdot \sin(\theta) \right)$$

le calcul de l'intégrale donne :

$$\langle I_{IGBT} \rangle = \frac{I_{MAX}}{\pi} \left(\frac{1 + \frac{\pi}{4} \cdot M_{MAX} \cdot \cos(\varphi)}{2} \right)$$

Cette valeur de courant moyen est valable pour la puce IGBT de l'interrupteur K1, du bras fonctionnant en mode onduleur (cf. figure III.6). Pour la puce de l'interrupteur K2 faisant partie du bras fonctionnant en mode redresseur, cette valeur devient :

$$\langle I_{IGBT(K1)} \rangle = \frac{I_{MAX}}{\pi} \left(\frac{1 + \frac{\pi}{4} \cdot M_{MAX} \cdot \cos(\varphi)}{2} \right) \quad \langle I_{IGBT(K2)} \rangle = \frac{I_{MAX}}{\pi} \left(\frac{1 - \frac{\pi}{4} \cdot M_{MAX} \cdot \cos(\varphi)}{2} \right)$$

Avec ces valeurs de courant moyen différentes, ces deux puces IGBT ne sont pas au même point de fonctionnement : Leurs pertes sont différentes et donc leurs températures de jonctions aussi. La figure suivante nous donne les différentes valeurs des courants moyens dans les puces K1 et K2, en fonction du déphasage φ . Le seul point d'équilibre est donné pour $\cos(\varphi) = 0$

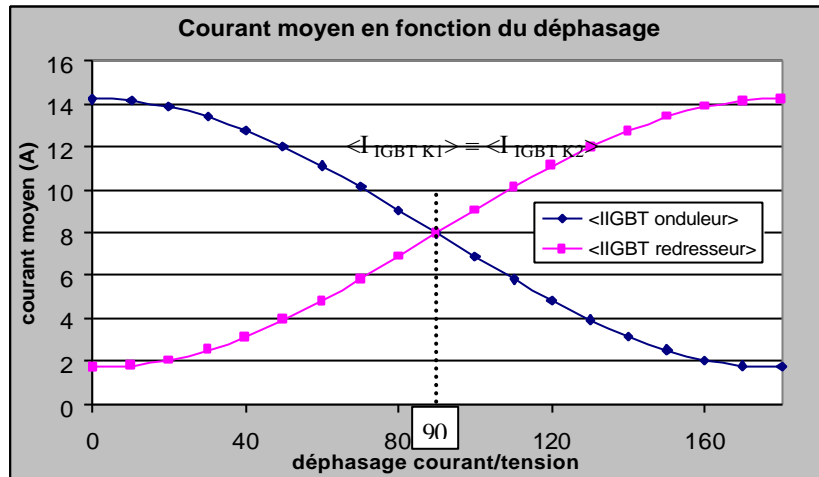
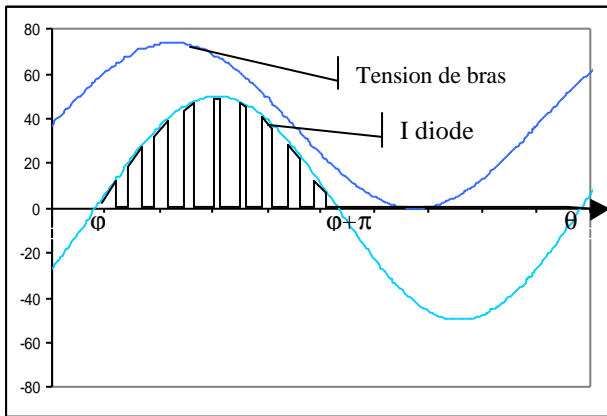


Figure III.7 : Courant moyen dans les puces IGBT K1 et K2 en fonction du déphasage

Ce point de fonctionnement est aussi valable pour les interrupteurs K1' et K2'. Pour un déphasage de $\pi/2$ entre le courant et la tension, les quatre puces IGBT du pont sont traversées par le même courant moyen. Ceci est aussi vrai pour les puces diode. En effet :

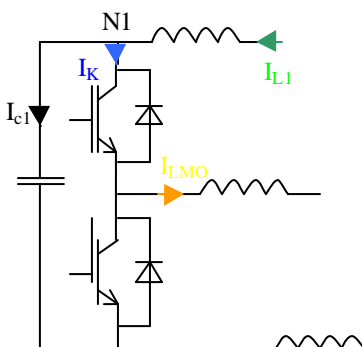


$$\langle I_{IGBT(K1)} \rangle + \langle I_{diode(K1)} \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} I(\theta) d\theta = \frac{I_{MAX}}{\pi}$$

Donc :

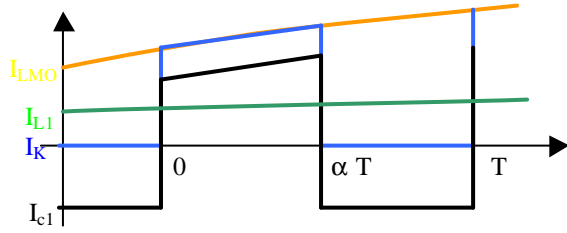
$$\langle I_{diode(K1)} \rangle = \frac{I_{MAX}}{\pi} \left(\frac{1 - \frac{\pi}{4} \cdot M_{MAX} \cdot \cos(\varphi)}{2} \right) \quad \langle I_{diode(K2)} \rangle = \frac{I_{MAX}}{\pi} \left(\frac{1 + \frac{\pi}{4} \cdot M_{MAX} \cdot \cos(\varphi)}{2} \right)$$

b) Détermination des condensateurs de filtrage



Pour dimensionner les condensateurs de filtrage des cellules de commutation C1 et C2 (cf. figure III.6), il faut calculer le courant efficace qui les traverse. Cette valeur de courant équivaut au courant efficace généré par le découpage du bras IGBT auquel ils sont connectés (le filtre est constitué de l'inductance L1 et du condensateur C1 pour la cellule représentée ci-contre)).

Intéressons-nous à la répartition des courants au nœud N1 et sur une période de découpage :



I_{LMO} : courant traversant l'inductance d'opposition
 I_{K1} : courant traversant l'interrupteur K1
 I_{C1} : courant traversant la capacité du bus continu
 I_{L1} : courant absorbé par la cellule de commutation

Calculons la valeur efficace de I_{C1} (I_{C1dec}) sur une période de découpage avec les hypothèses suivante :

- la fréquence de découpage est très supérieure à la fréquence de modulation,
- le courant traversant l'inductance d'opposition (I_{LMO}) est sinusoïdal,
- le filtre est parfait.

I_{C1dec} est donné par :

$$I_{C1dec}^2 = \frac{1}{T_{dec}} \int_0^{T_{dec}} i_{C1}^2(t) dt$$

Avec :

- pour $t \in [0, \alpha T]$, $i_{C1}(t) = i_{K1}(t) - i_{L1}(t)$ et $i_{L1} = \alpha(t) \cdot i_{LMO}(t)$

$$i_{C1}(t) = i_{LMO}(t) \cdot (1 - \alpha(t))$$

- pour $t \in [\alpha T, T]$, $i_{C1}(t) = -i_{L1}(t)$

$$i_{C1}(t) = -i_{LMO}(t) \cdot \alpha(t)$$

En remplaçant $I_{C1}(t)$ par ces expressions, on obtient :

$$I_{C1dec}^2 = \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_0^{\alpha(t)T_{dec}} [i_{LMO}(t)(1 - \alpha(t))]^2 dt + \int_{\alpha(t)T_{dec}}^{T_{dec}} [\alpha(t)i_{LMO}(t)]^2 dt \right\}$$

$$I_{C1dec}^2 = \alpha(t) \cdot (i_{LMO}(t) - i_{L1}(t))^2 + (1 - \alpha(t)) i_{L1}(t)^2$$

La solution de l'intégrale, sur une période de découpage, est la suivante :

$$I_{C1dec}^2 = i_{LMO}(t)^2 \cdot \alpha(t) \cdot (1 - \alpha(t))$$

Calculons maintenant la valeur efficace de $I_{C1}(t)$ sur une période de modulation :

$$I_{C1mod}^2 = \frac{1}{T_{mod}} \int_0^{T_{mod}} I_{C1dec}^2 dt$$

En remplaçant $i_{LMO}(t)$ et $\alpha(t)$ par leurs expressions respectives :

$$i_{LMO}(t) = I_{MAX} \cdot \sin(\omega t - \varphi) \quad \alpha(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot M_{MAX} \cdot \sin(\omega t)$$

On trouve :

$$I_{C1mod}^2 = \frac{I_{MAX}^2}{4 \cdot T_{mod}} \int_0^{T_{mod}} \sin^2(\omega t - \varphi) \cdot (1 - M_{MAX}^2 \sin^2(\omega t)) dt$$

La solution de cette intégrale est la suivante :

$$I_{C1mod} = \frac{I_{MAX}}{4} \sqrt{1 - \frac{M_{MAX} \cdot \cos(\varphi)}{2}}$$

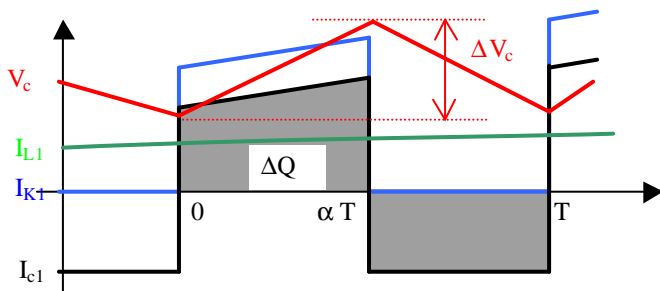
Pour le point de fonctionnement que nous nous sommes fixé, la valeur efficace du courant traversant ce condensateur est :

$$I_{C1mod} = 12.5A$$

Pour pouvoir supporter toute la tension de bus, deux condensateurs de 350V seront connectés en série. Le condensateur choisi est :

EVOX RIFA 330μF

L'ondulation de tension aux bornes de chaque condensateur est donnée par le calcul suivant: en reprenant la répartition des courants dans la cellule de commutation, à l'échelle de la fréquence de découpage, on obtient



$$\Delta V_{C\text{MAX}} = \frac{\Delta Q_{\text{MAX}}}{C}$$

la quantité de charge stockée dans le condensateur est donnée par l'expression suivante:

$$\Delta Q = I_{\text{cellule}}(1 - \alpha)\alpha T_{\text{dec}}$$

Cette quantité est maximale pour un rapport cyclique de 0,5. Dans ces conditions, ΔQ_{max} vaut :

$$\Delta Q_{\text{MAX}} = \frac{I_{\text{celluleMAX}}}{4.f_{\text{dec}}}$$

la chute de tension maximale aux bornes des deux condensateurs en série vaut :

$$\Delta V_{\text{MAX}} = \frac{I_{\text{MAX}}}{4.f_{\text{dec}}.C_{\text{eq}}}$$

L'application numérique nous donne une chute de tension de 3,8V, soit inférieure au pourcent pour une tension de bus de 400 V. Cette chute de tension est tout à fait acceptable.

La détermination de la résistance série (ESR), des pertes du condensateur et de la température en son cœur (Th) n'est pas évidente. En effet, c'est un problème bouclé : les pertes du condensateur dépendent de la résistance série, qui évolue en fonction de la température de cœur (cf. figure III.8). Cette température de cœur dépend de la température ambiante mais aussi de la valeur des pertes (en considérant une résistance thermique constante entre le cœur du condensateur et l'ambiant).

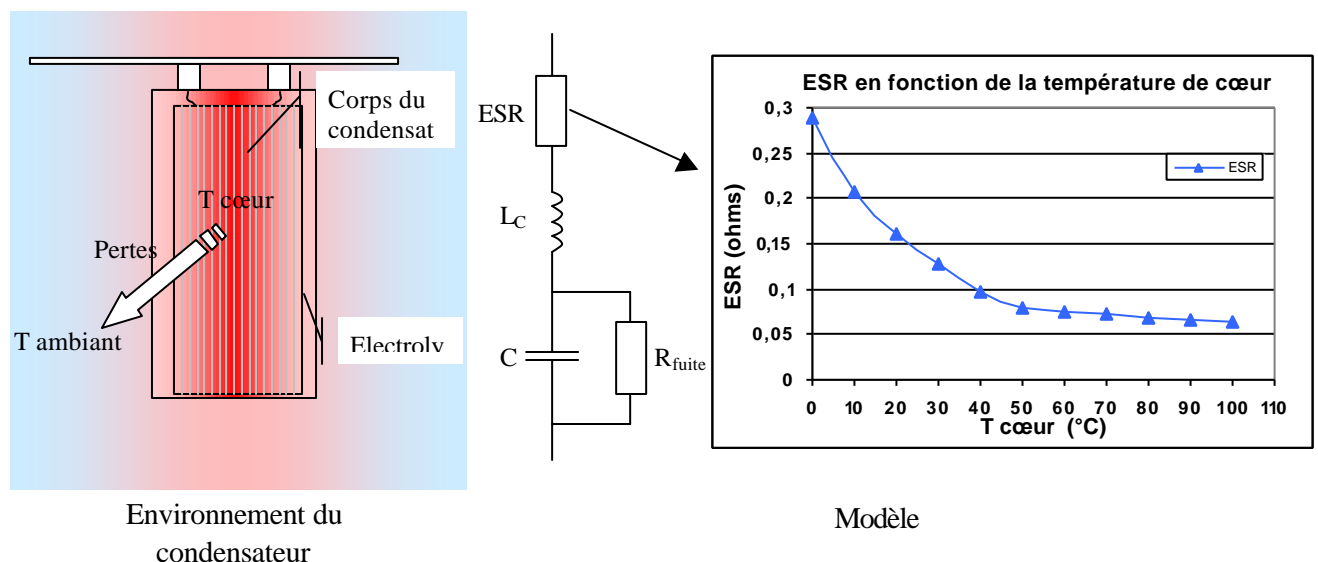


Figure III.8 : Structure et modèle d'un condensateur électrochimique

Les valeurs de résistance série données sur la figure III.8 sont issues de la documentation constructeur du condensateur choisi, et valable sur des temps courts et pour un condensateur neuf.

La résolution de ce problème passe par le calcul successif de toutes ces grandeurs jusqu'à la convergence vers une solution stable. Les résultats de ces calculs sont donnés sur la figure suivante :

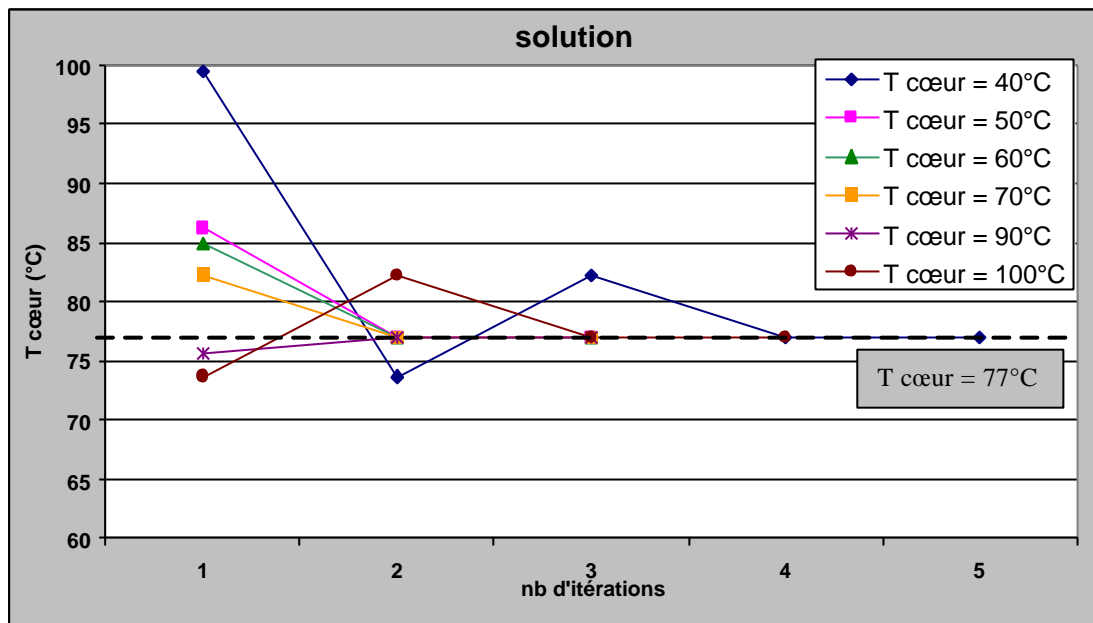


Figure III.9 : Température de cœur des condensateurs électrolytiques

Ces calculs ont été effectués pour une température ambiante de 20°C et une résistance thermique entre le cœur du condensateur et l'ambiant de 5,3°C/W. Une série de calculs a été faite en partant de différentes températures de cœur afin de valider le point de convergence. Ces calculs ne sont valables que dans le domaine de validité du modèle de variation de ESR en fonction de la température (0 à 100°C). Le récapitulatif des calculs de dimensionnement est présenté dans le tableau ci-dessous.

Paramètre de fonctionnement de la cellule de commutation			
Courant maximal de sortie de la cellule	50 A	solution	
Fréquence de découpage	20 KHz	Courant efficace traversant le condensateur	12,5 A
Déphasage courant/tension à la sortie de la cellule	90°	ESR (Ω)	0,069 Ω
Température ambiante	20 °C	Pertes (W)	10,75 W
Résistance thermique entre le cœur et l'ambiant	5,3 °C/W	T cœur (°C)	77 °C

Tableau III.2 : bilan du dimensionnement des condensateurs

Le constructeur de ces condensateurs nous donne le moyen de calculer leur durée de vie en fonction de la température de cœur. La formule donnée est la suivante [Rifa2] :

$$LT = A.2^{\frac{85-Th}{C}}$$

Avec :

- LT : la durée de vie du condensateur,
- A et C deux coefficients donnés pour chaque type de condensateur (liés à la géométrie du boîtier),
- Th : la température de cœur du condensateur.

Dans notre application, la durée de vie des condensateurs est estimée à 46034 heures de fonctionnement soit 5 ans et 93 jours. Une température élevée au cœur du condensateur atténue sa durée de vie de façon importante :

la durée de vie d'un condensateur est diminuée de 50% lorsque sa température de fonctionnement augmente de 10°C [Nichicon]

Cette durée de vie sera vérifiée lors de nos essais de fiabilité, sans aller jusqu'à la défaillance des condensateurs. En accord avec notre stratégie, les condensateurs vieillis seront caractérisés régulièrement et un condensateur sera considéré défaillant lorsqu'un des paramètres de ce condensateur sera "hors spécification". De manière générale, tous les fabricants de condensateurs considèrent leurs matériels défaillants lorsque [Rifa3] :

- la valeur de la capacité a diminué de 15 à 20%
- la résistance série a augmenté de 200 à 300%
- le courant de fuite devient trop important (supérieur au courant de fuite nominal)

c) Dimensionnement des inductances de filtrage

Ces inductances sont placées sur les alimentations électriques de chaque cellule de commutation (cf. figure III.4). Elles ont pour rôle de filtrer le courant de découpage dû aux interrupteurs de puissance, en confinant ce courant au sein des condensateurs de découplage de la cellule. Les inductances et les condensateurs de la cellule de commutation doivent former un filtre ayant une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de découpage (20KHz). Les calculs de dimensionnement vont consister à déterminer la valeur de ces inductances et les courants efficaces qui les traversent.

Il est possible de modéliser un pont complet, alimenté par une source de tension, comme suit :

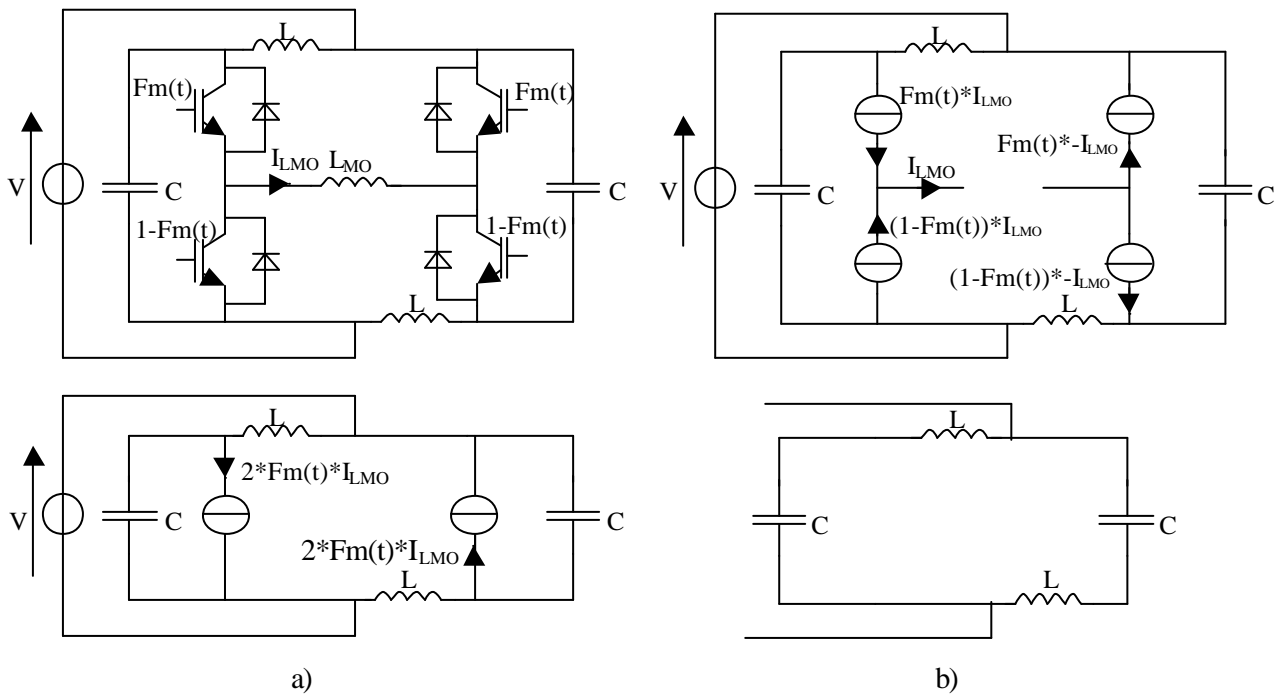


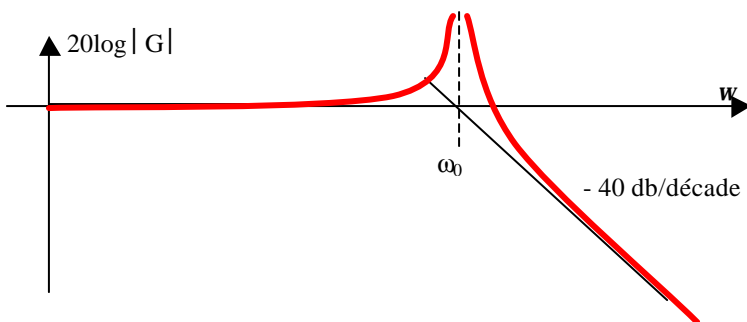
Figure III.10 : modélisation d'un pont alimenté par une source de tension (a) et impédance du pont vue de l'alimentation (b)

Le filtre formé par L et C doit avoir une fréquence de coupure au plus égale à 2KHz pour assurer un bon niveau de filtrage. La fonction de transfert de ce filtre est :

$$G = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

avec :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$



Le diagramme de Bode associé à ce filtre est le suivant (ci-contre). La valeur de l'inductance de filtrage est donnée par :

$$L_{\text{filtrage}} = \frac{1}{C_{eq} \omega_0^2}$$

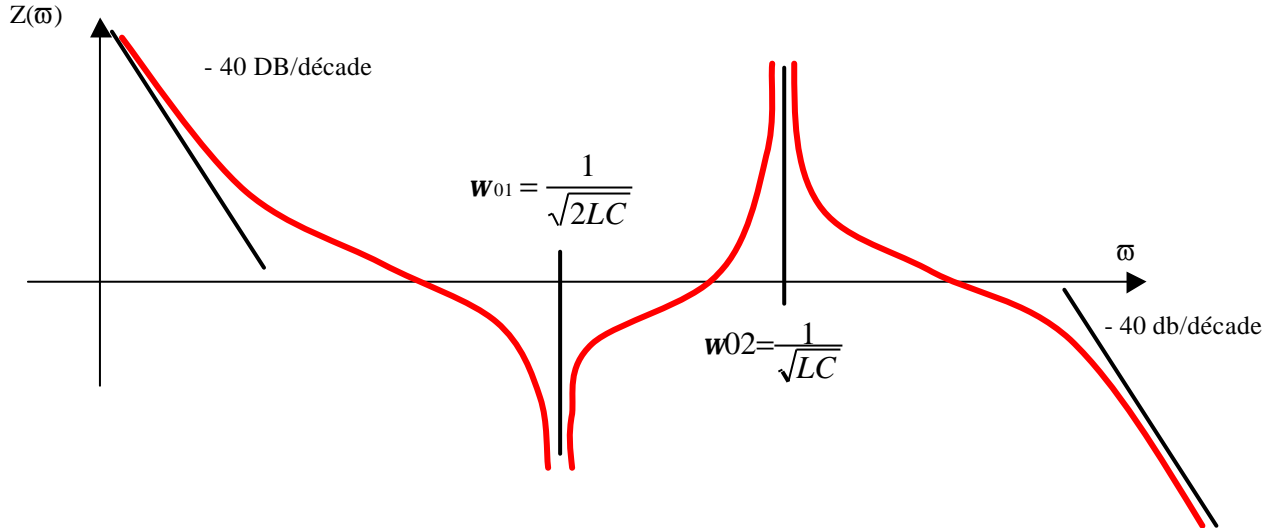
Avec $C = 165 \mu F$ et $\omega_0 = 12566 \text{ rad/s}$

$$L_{\text{filtrage}} = 38 \mu H$$

Déterminons maintenant l'impédance de ce pont, vue par l'alimentation. Cette impédance se constitue d'un condensateur en parallèle à la mise en série des inductances de filtrage et du condensateur de l'autre cellule de commutation. L'expression de cette impédance est la suivante :

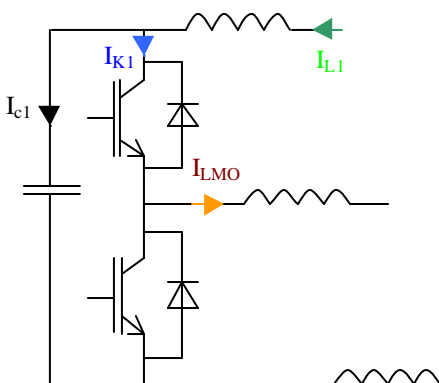
$$Z_{\text{pont}}(\omega) = \frac{1}{jC\omega} \cdot \frac{2LC\omega^2 - 1}{LC\omega^2 - 1}$$

l'évolution de cette impédance en fonction de la fréquence est la suivante :



Vu de l'alimentation, le pont se comporte comme une impédance très élevée pour $\omega = \omega_{02}$. Ceci est dû au placement de la fréquence de coupure du filtre des cellules de commutation à cette pulsation. Par contre, cette impédance est très faible (négative) pour $\omega = \omega_{01}$; cela veut dire que si un courant harmonique à cette pulsation est présent sur l'alimentation du pont, celui-ci viendra perturber le fonctionnement de ce dernier. Cette perturbation se manifestera par des transitoires de courant et de tension aux bornes des composants passifs du pont, et peut-être par des surtensions aux bornes des composants semi-conducteurs. Pour découpler le pont de l'alimentation de puissance, une inductance supplémentaire a été ajoutée en série avec le pont. Cette inductance est de forte valeur, mais elle est traversée par un courant de faible amplitude, image des pertes au sein du pont. Cette inductance ne fera pas l'objet d'un dimensionnement.

Calculons, maintenant la valeur efficace du courant traversant ces inductances de filtrage. Reprenons le schéma complet d'une cellule de commutation et les expressions de $i_{LMO}(t)$ et de $\alpha(t)$:



$$i_{LMO}(t) = I_{MAX} \cdot \sin(\omega t - \phi)$$

$$\alpha(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot M_{MAX} \cdot \sin(\omega t)$$

L'expression de $i_{L1}(t)$, en basse fréquence, est la suivante :

$$i_{L1}(t) = \alpha(t) \cdot i_{LMO}(t)$$

En remplaçant dans cette équation $I_{LMO}(t)$ et $\alpha(t)$ par leurs expressions respectives, $I_{L1}(t)$ s'écrit comme ceci :

$$i_{L1}(t) = \frac{I_{MAX} \cdot M_{MAX}}{4} \cdot \cos(\phi) + \frac{I_{MAX}}{2} \cdot \sin(\omega t) - \frac{I_{MAX} \cdot M_{MAX}}{4} \cdot \cos(2\omega t + \phi)$$

La valeur efficace de $I_{L1}(t)$ est donnée par :

$$I_{L1\text{eff}}^2 = \frac{1}{T_{\text{mod}}} \int_0^{T_{\text{mod}}} i_{L1}(t)^2 dt$$

La résolution de cette intégrale nous donne l'expression de $I_{L1\text{eff}}(t)$

$$I_{L1eff} = \frac{I_{MAX}}{2\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{M_{MAX}^2 \cos^2(\varphi)}{2} + \frac{M_{MAX}^2}{4}}$$

Pour le point de fonctionnement que nous nous sommes fixé, on obtient :

$$I_{L1eff} = 20A$$

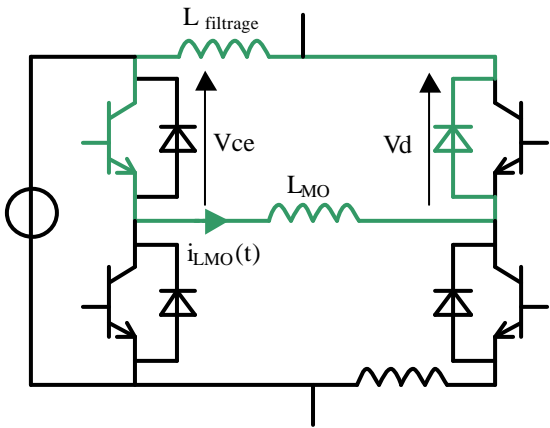
d) Dimensionnement de l'inductance d'opposition

L'inductance d'opposition joue un rôle important au sein du pont. La valeur de cette inductance conditionne la qualité de la forme d'onde du courant de sortie des bras onduleurs. Les critères de dimensionnement pour cette inductance sont la valeur du courant qui la traverse (valeurs efficace et maximale) ainsi que l'ondulation maximale admissible pour ce courant.

Le courant qui traverse cette inductance est le courant de sortie des bras d'onduleur donc :

$$I_{LMOMAX} = I_{MAX} = 50A, I_{LMOeff} = 35.3A$$

Calculons maintenant l'ondulation de courant ΔI_{LMO} . Le fonctionnement du pont peut être résumé par la succession de phases de conduction diagonale et de phases de roue-libre (cf. figure III.5). Calculons cette ondulation lors de la phase de roue-libre suivante :



Avec :

- $L_{filtrage} = 38\mu H$
- $R_{self} = 50m\Omega$ (résistance estimée à partir de la longueur de fil utilisé lors du bobinage)
- $V_{ce} = 1.1V$ et $V_d = 0.9V$ (cf. datasheet du module IGBT)
- $R_{d_{IGBT}} = 9m\Omega$ et $R_{d_{diode}} = 14m\Omega$ (cf. datasheet du module IGBT)

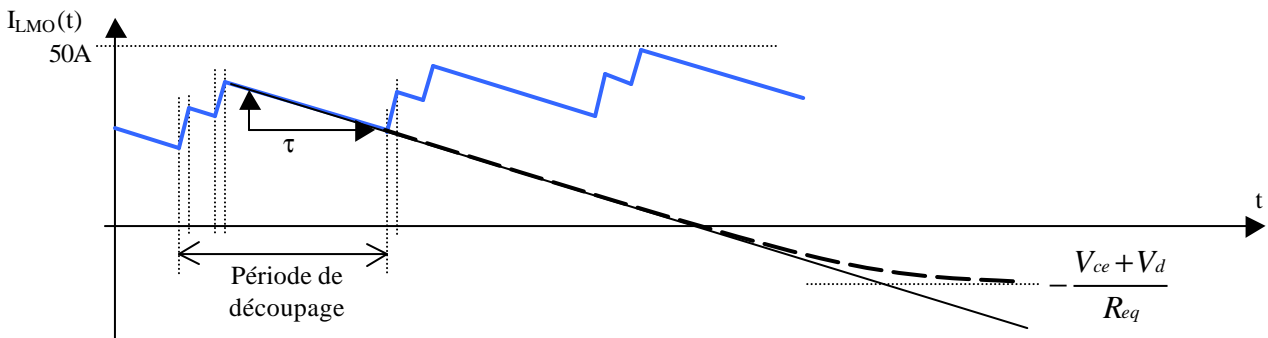
Lors de cette phase de roue-libre, l'évolution du courant $i_{LMO}(t)$ est régie par l'équation différentielle suivante :

$$\frac{L_{eq}}{R_{eq}} \frac{di_{LMO}(t)}{dt} + i_{LMO}(t) = -\frac{V_{ce} + V_d}{R_{eq}}$$

La solution de cette équation différentielle nous donne l'expression de $i_{LMO}(t)$:

$$i_{LMO}(t) = -\left(\frac{V_{ce} + V_d}{R_{eq}}\right) + \left[\left(\frac{V_{ce} + V_d}{R_{eq}}\right) + I_{MAX}\right] e^{-\frac{t}{\tau}}$$

avec : $L_{eq} = L_{filtrage} + L_{MO}$, R_{eq} la somme des résistances de la boucle de roue-libre et $\tau = L_{eq}/R_{eq}$ la constante de temps de décharge des inductances de la boucle. L'ondulation de courant est calculée par le rapport cyclique maximal donc au maximum de $i_{LMO}(t)$ ($\cos\varphi = 0$). La forme de ce courant est la suivante :



En faisant l'hypothèse que τ est très grand devant la période de découpage, il est possible de remplacer l'exponentielle par sa tangente à l'origine. l'expression de l'ondulation de courant est donnée par :

$$\Delta i_{LMO} = I_{MAX} - I_{MIN}$$

Avec I_{MIN} la valeur du courant pour $t = \alpha T$. L'expression de l'ondulation de courant devient :

$$\Delta i_{LMO} = M_{MAX} \cdot T_{dec} \cdot \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \left(I_{MAX} + \frac{V_{ce} + V_d}{R_{eq}} \right)$$

Pour une ondulation de courant de 10% de la valeur de I_{MAX} , c'est à dire 5A, la valeur de l'inductance d'opposition est donnée par :

$$L_{MO} = \left[\frac{M_{MAX} \cdot T_{dec} \cdot R_{eq}}{\Delta i_{LMO}} \left(\frac{V_{ce} + V_d}{R_{eq}} + I_{MAX} \right) \right] - L_{filtrage}$$

$$L_{MO} = 30\mu H$$

Le choix des inductances pour la méthode d'opposition est le suivant. Les inductances de filtrage et l'inductance d'opposition sont quasiment de même valeur et elles sont traversées par quasiment la même valeur efficace de courant donc, pour des raisons de coût et de disponibilité, ces trois inductances sont les mêmes à savoir :

$$L = 30\mu H \text{ avec } I_{eff} = 35A \text{ et } I_{MAX} = 50A$$

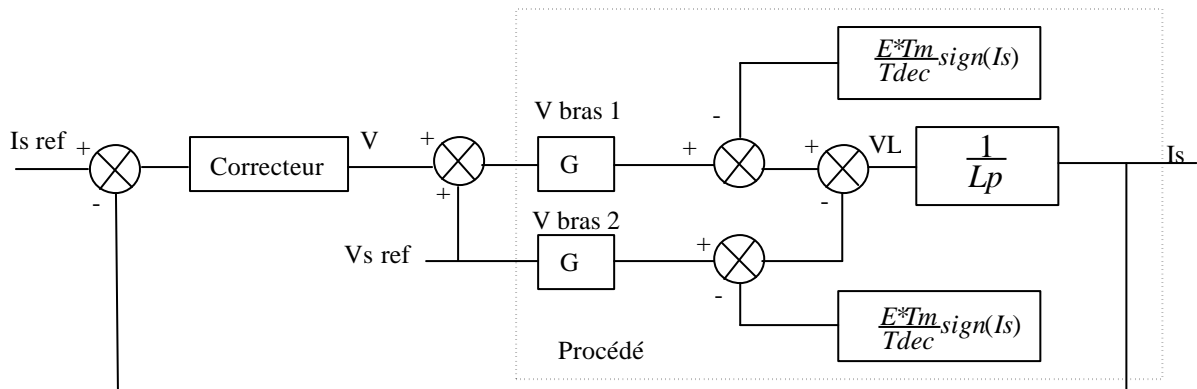
Le tableau III.1 récapitule les résultats de cette phase de dimensionnement en donnant la liste des composants choisis ainsi que les contraintes qui leur seront appliquées.

	nom	caractéristiques	Contraintes appliquées
Module IGBT	Mitsubishi CM75DU-12F Eupec BSM 50 GB 60 DLC	600V, 50A pour $T_j = 125^\circ C$	$V \in [400V, 600V]$ $I_{max} = 50A$ $< I > = 8A$ $T_j \geq 125^\circ C$
Condensateur de découplage de chaque cellule	C1, C2	2*330μF 350V en série	$V \in [400V, 600V]$ $I_{ceff} = 12.5A$ $T_{cœur} = 77^\circ C$
Inductance de filtrage	L1, L2	2*15μH 50A en série	$I_{L\text{ eff}} = 20A$ $I_{MAX} = 50A$
Inductance d'opposition	L_{MO}	2*15μH 50A en série	$I_{L\text{ eff}} = 35A$ $I_{MAX} = 50A$

Tableau III.3 : Bilan global du dimensionnement

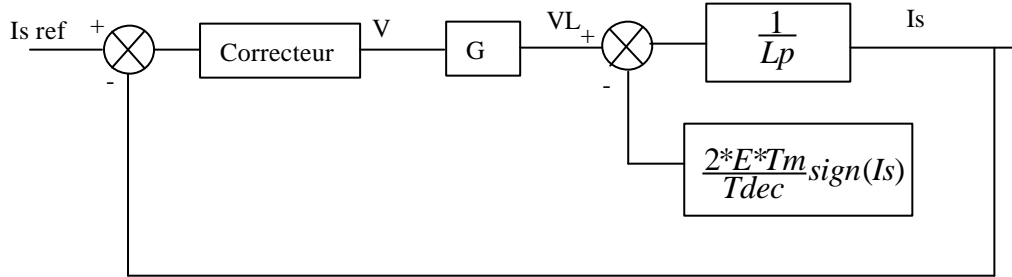
3.2.4.3) Structure de la commande

Le principe de la commande en opposition est donné sur la figure III.4. Le bras 2 est commandé en boucle ouverte (bras maître) par une tension de modulation (V_{ref}) quant au bras 1, il est commandé en boucle fermée grâce à une mesure de courant et un correcteur PI, appliquant une consigne de modulation à ce bras. La synthèse du correcteur PI est basée sur la connaissance du système à réguler :



L'addition de V_{ref} au signal de sortie du correcteur permet de déléster le correcteur, de manière à ce qu'il ne régule que l'écart de tension ΔV appliqué aux bornes de l'inductance d'opposition ($\Delta V = V_{bras\ maître} - V_{bras\ esclave}$) et non pas la tension de sortie du bras maître, ayant une dynamique importante. Cette tension est la somme des chutes de tension résistives aux bornes de l'inductance (négligeable) et de la chute de tension due aux temps morts (prépondérante).

Après simplification, on arrive à un système linéaire du premier ordre de la forme :



La régulation de ce système nécessite un correcteur PI : P pour accélérer la boucle de régulation et I pour corriger l'erreur statique. Le correcteur est donc de la forme :

$$C = K \frac{(1 + T_i p)}{T_i p}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est la suivante :

$$TBF(p) = \frac{1 + T_i p}{1 + T_i p + \frac{L T_i p^2}{G K}}$$

Cette expression, mise sous la forme canonique, permet d'extraire les termes du correcteur :

$$K = \frac{\gamma_0 2 L T_i}{G} \quad T_i = \frac{2 \gamma_0}{\gamma_0}$$

Le calcul des termes correctifs K et T_i s'effectue par placement des pôles de la fonction de transfert en boucle fermée :

- $\zeta_0 = 0.7$ pour se placer en régime d'oscillations amorties,
- $\omega_0 = 2 \text{ kHz}$ pour conférer à la régulation une bande passante importante. En effet la régulation a pour rôle de compenser la chute de tension due aux temps morts. Cette chute de tension a la forme d'un créneau de valeur crête $2 * E * T_m * \text{sign}(I_s) / T_{dec}$. La boucle de régulation doit être assez rapide pour compenser cette chute de tension surtout au passage par zéro du courant.

Pour un gain G de 40 (600V/15V), une inductance d'opposition de 30 μH , l'application numérique nous donne les valeurs suivantes :

$$K = 0,013 \text{ et } T_i = 111 \mu\text{s}$$

3.2.5 Simulation sous Saber

La topologie choisie pour nos essais de fiabilité a nécessité une phase de simulation, comme dans tous les cas de développement de système de conversion, afin de valider la structure de puissance, d'aider au dimensionnement de tous les composants du circuit et enfin, de valider une commande appropriée. Ces simulations ont été effectuées sous Saber™. La justification de l'utilisation d'un tel outil est qu'il permet de faire des simulations orientées "système électrique". En effet, il est possible de simuler la structure de puissance, la commande associée et l'environnement du montage (interaction entre deux ponts montés sur la même alimentation, par exemple). Un autre avantage de Saber est qu'il permet de faire des simulations à partir de modèles fins de composants. Ces modèles peuvent être génériques (modèles électriques équivalents d'IGBT ou de MOS) ou spécifiques (composants référencés sous Saber). De plus, grâce aux moyens de cosimulation disponibles sous Saber au laboratoire, il est possible de simuler un dispositif de commande implémenté sous ALTERA ou déjà existant sur un composant de type FPGA, lors de phases de développement ou de validation.

3.2.5.1 Schéma du pont

La simulation porte sur un pont (deux cellules de commutation en opposition) dont voici la structure de puissance :

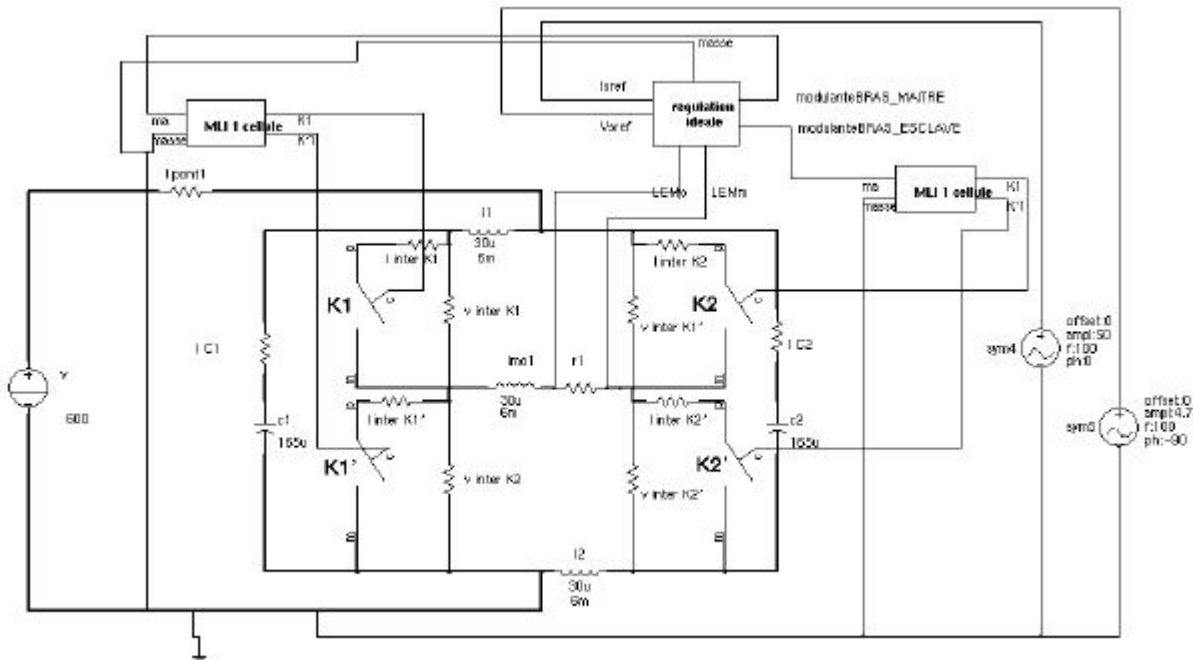


Figure III.10 Mise en opposition de deux cellules de commutation

Pour cette simulation, les interrupteurs de puissance sont modélisés par des résistances variables ($R_{on}=0,02\Omega$, $R_{off}=\infty$ pour un IGBT et $R_{on} = 0,018\Omega$, $R_{off} = \infty$ pour une diode). Ce choix se justifie par le fait que lors de la simulation qui va suivre, nous allons nous intéresser uniquement aux formes d'onde dans les différents composants et aux calculs de valeurs moyennes et de valeurs efficaces de tension ou de courant. L'alimentation de puissance est une source de tension considérée parfaite et ne fait pas partie de l'étude. On néglige l'inductance de liaison entre la source et le pont.

La commande, quant à elle, est constituée de composants analogiques (figure III.11).

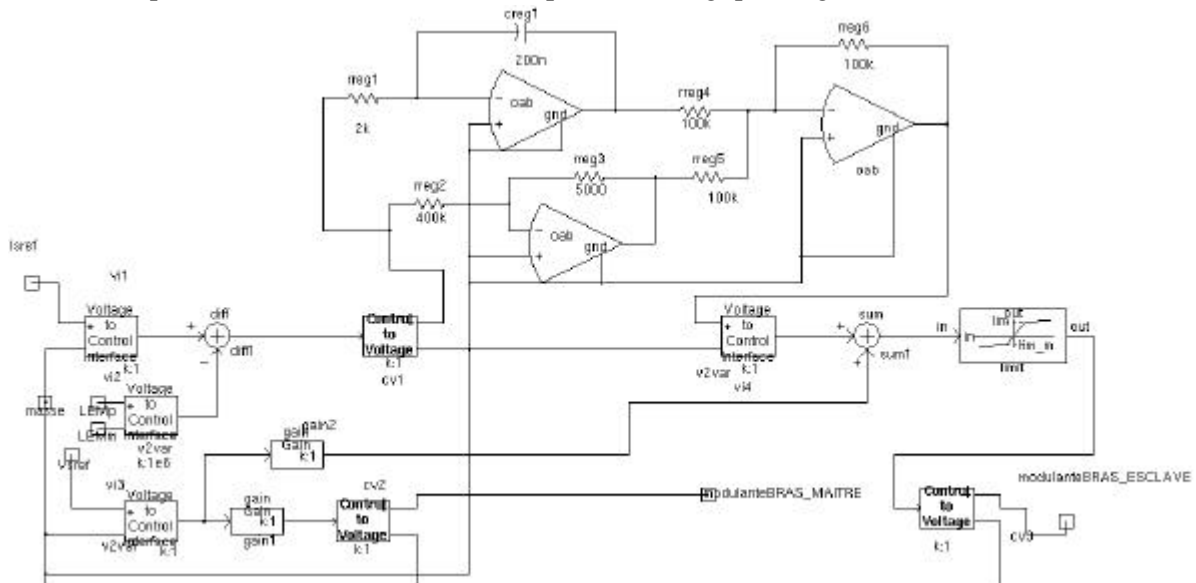


Figure III.11 : Commande de la méthode d'opposition

Les valeurs du gain et de la constante de temps du régulateur ont été ajustées pour améliorer le fonctionnement de la régulation du courant inter-bras.

3.2.5.2) Résultats des simulations

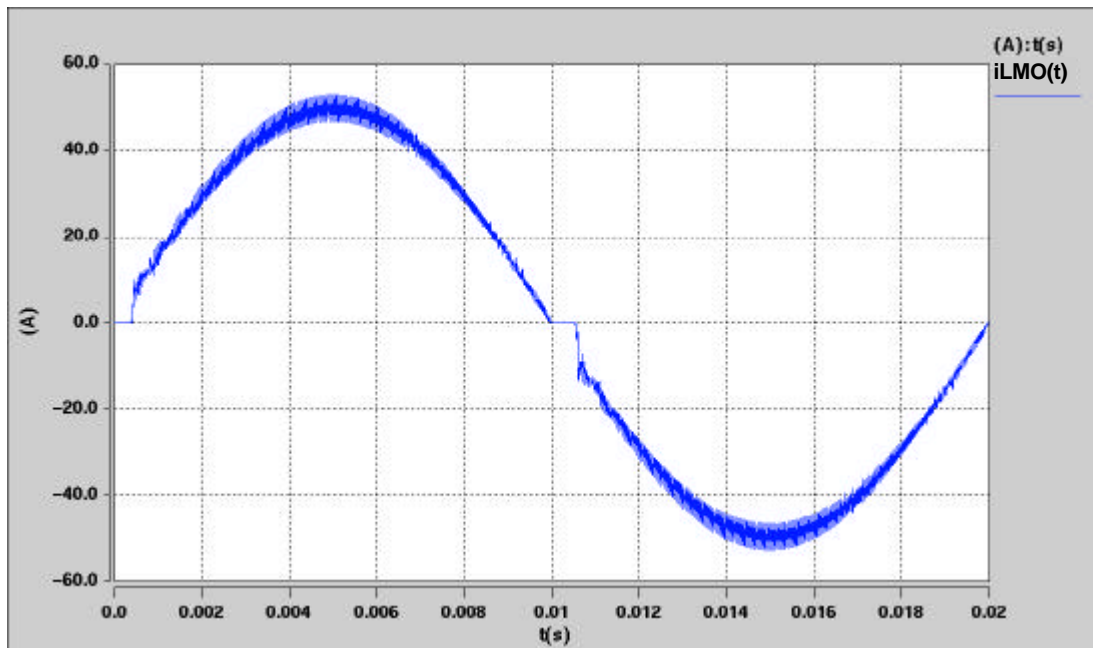


Figure III.12 : Courant traversant l'inductance d'opposition

On constate que le courant inter-bras est parfaitement régulé (sinusoïdal à 50 Hz) malgré une faible valeur pour l'inductance d'opposition ($30\mu\text{H}$) : on obtient une ondulation de courant assez faible (10% du courant maximum). On peut observer une non-linéarité au passage par zéro du courant. Ceci est dû au correcteur qui doit compenser la chute de tension générée par les temps morts. La figure III.13 nous donne les modulateurs pour les deux bras.

On constate que le correcteur génère bien une tension en créneau, image de la chute de tension due aux temps morts. La valeur du temps mort a été fixée à $1\mu\text{s}$.

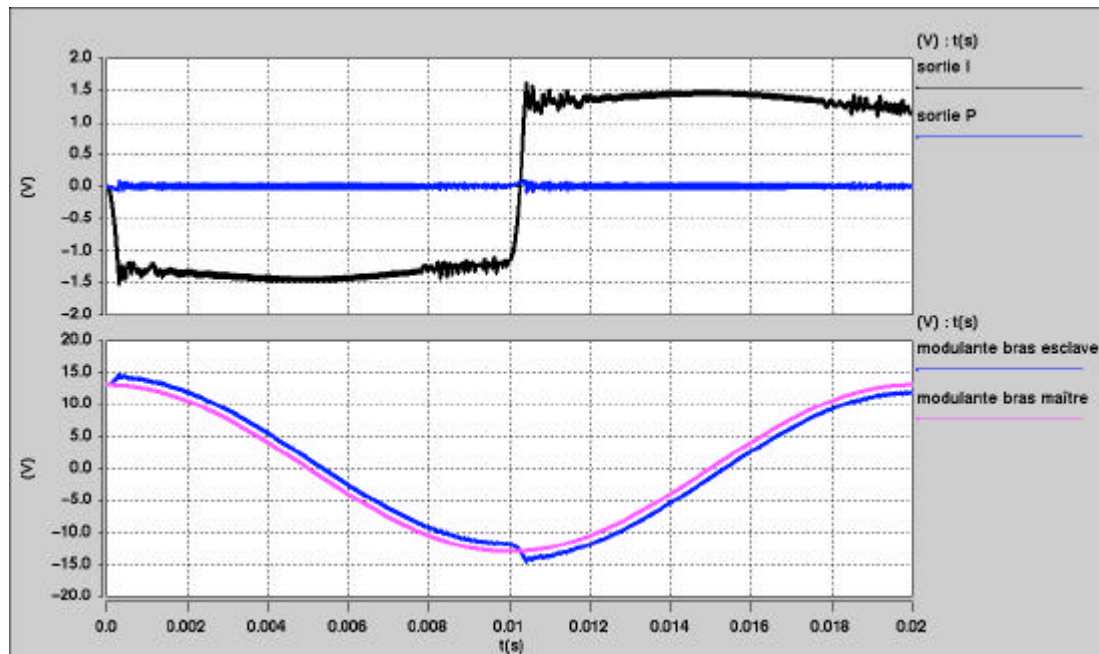


Figure III.13 : tension en sortie du correcteur et modulante pour les deux bras

Comme on peut l'observer sur cette figure, cette stratégie de commande pour la méthode d'opposition présente un inconvénient. La profondeur de modulation est limitée à 86% (pour une tension de porteuse de 15 V, il faut limiter la tension de la modulante à 13 V). Si la tension de la modulante dépasse 13 V, le modulateur entre en saturation et le courant de sortie du bras n'est plus maîtrisé. Pour éviter ce problème, il

est possible de concevoir une commande numérique capable d'annuler la chute de tension due aux temps morts. Cette commande est intégralement décrite au paragraphe 3.4.

La figure suivante nous montre le courant IGBT et diode ainsi que la tension pour un interrupteur de puissance (K1). Le fonctionnement du pont est équilibré. En effet, pour $\cos \varphi = 0$, les bras 1 et 2 alternent les phases de fonctionnement en mode onduleur de tension et redresseur MLI.

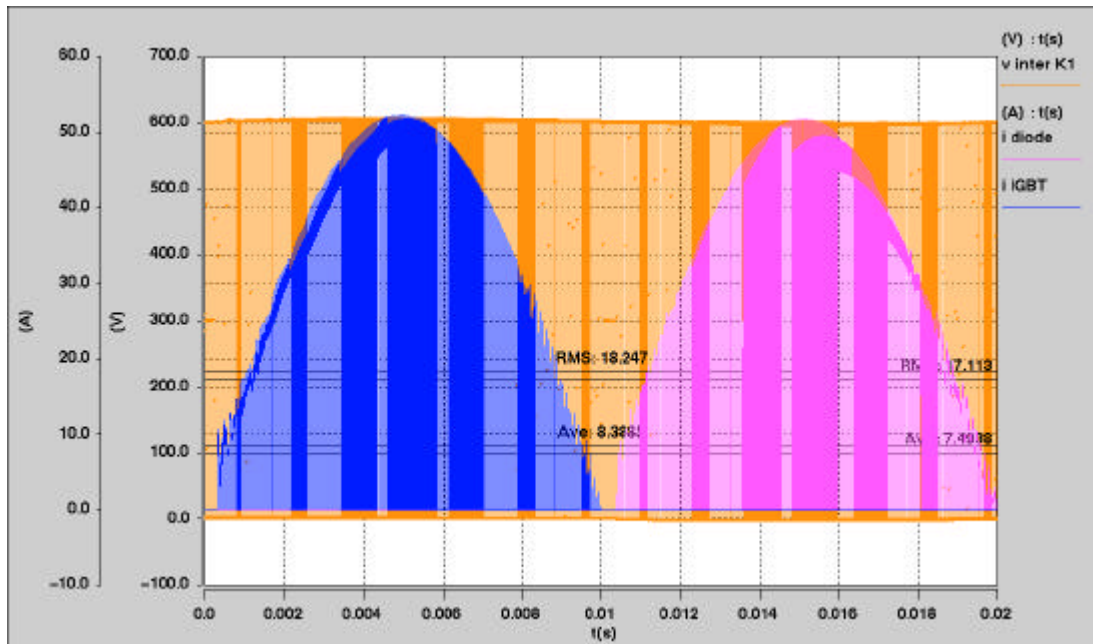


Figure III.14 : tension et courant traversant l'interrupteur K1

Un zoom sur le courant IGBT de l'interrupteur K1, au maximum du courant dans l'inductance d'opposition, permet d'observer le comportement de la commande du pont, à l'échelle de la période de découpage (figure III.15).

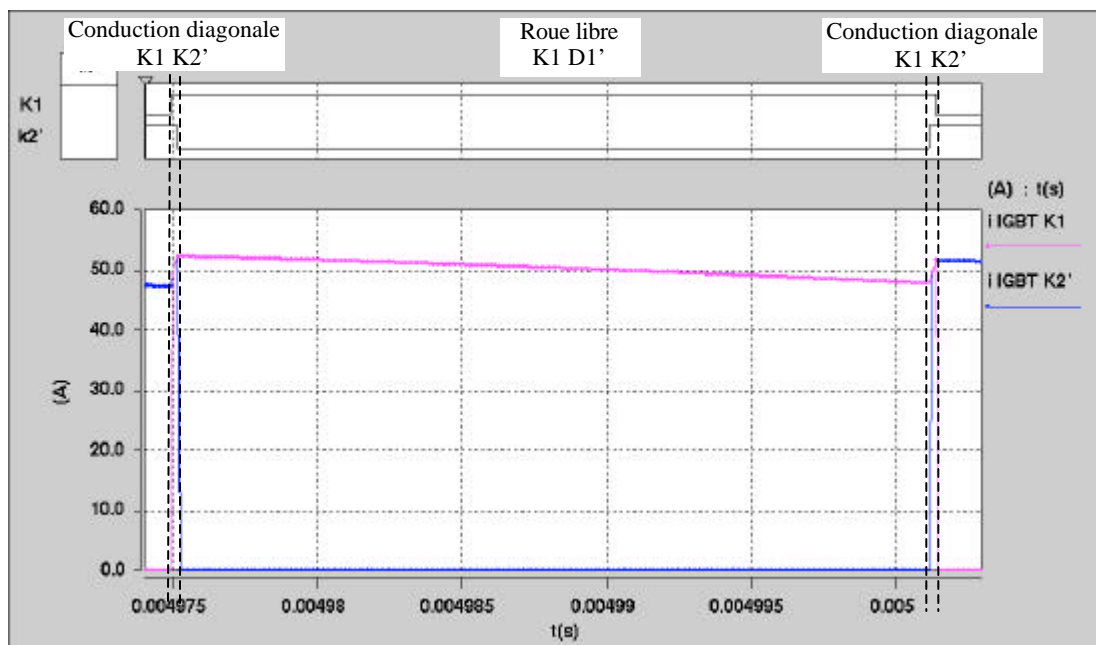


Figure III.15 : Tension et courant pour l'interrupteur K1, sur une période de découpage

On peut distinguer les différentes phases de fonctionnement du pont: une phase de conduction diagonale par l'intermédiaire des IGBT de K1 et K2' car le courant est positif dans l'inductance d'opposition (cf. figure III.5), suivie par une phase de roue libre assurée par la conduction de l'IGBT de K1 et la diode de K1'. La durée des phases de conduction diagonale est parfaitement maîtrisée par la régulation de courant.

A l'échelle de la fréquence de modulation, on peut constater que les contraintes en courant sont identiques pour la puce diode et IGBT d'un même interrupteur. Il en est de même pour tous les autres interrupteurs du pont. Comme nous l'avons vu lors du dimensionnement, pour un déphasage de 90° entre le courant et la tension de sortie d'un bras, les valeurs moyennes et efficaces de courant traversant tous les interrupteurs du pont sont égales. La figure III.16 nous montre le courant IGBT et diode pour les interrupteurs K1 et K2. Ce résultat est identique pour les autres interrupteurs.

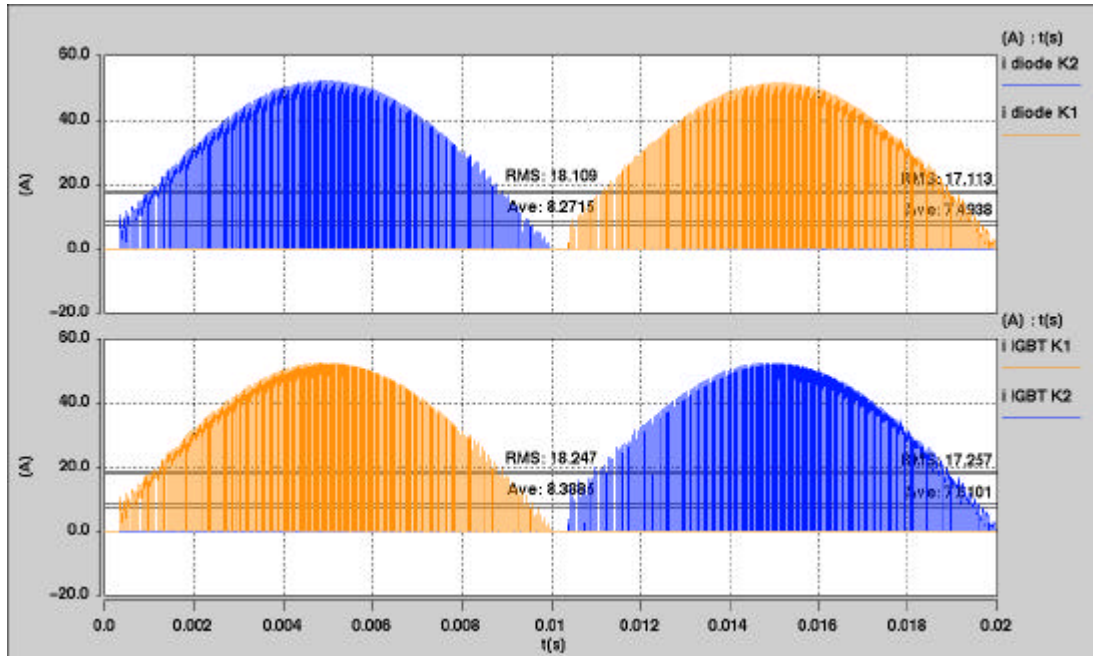


Figure III.16 : courant IGBT et diode traversant les interrupteurs K1 et K2

Les inductances L1 et L2 ont été ajoutées pour filtrer le courant d'alimentation de chaque bras. Ces inductances et les condensateurs de découplage des cellules forment un filtre du 2^{ème} ordre avec une bande passante de 2KHz de manière à contraindre les condensateurs par l'intermédiaire du courant HF (20KHz) issu de la cellule. La figure III.17 nous montre le courant et la tension aux bornes du condensateur C1.

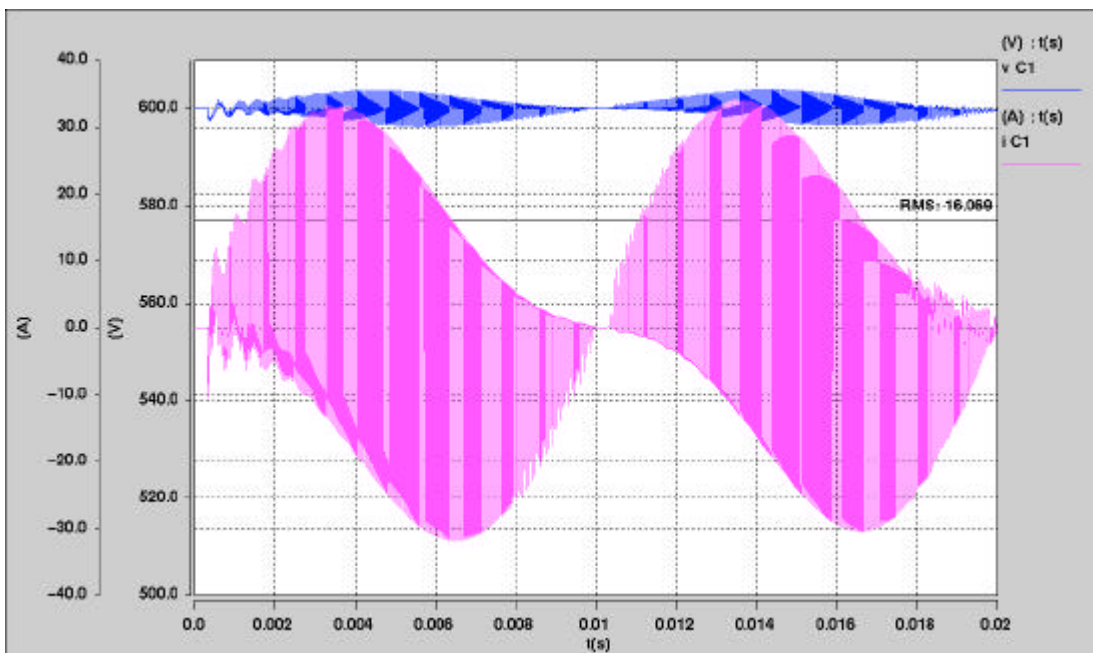


Figure III.17 : Tension et courant à travers le condensateur C1

La valeur efficace du courant traversant le condensateur est plus élevée (16 A) que celle calculée lors du dimensionnement (12.5 A). Ceci est dû au fait que le courant HF issu du découpage de la cellule est

composé d'un harmonique à 20KHz et d'harmoniques à des fréquences multiples de 20KHz. L'analyse de Fourier des courants traversant l'interrupteur K1 et le condensateur C1 nous montre la composition de ces signaux.

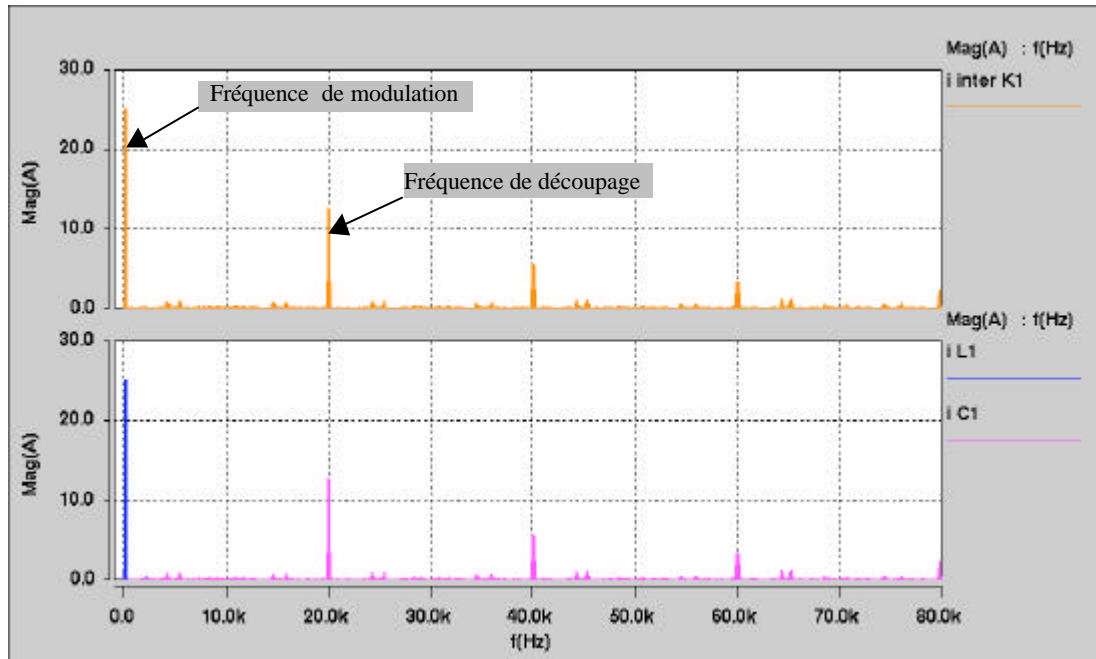


Figure III.18 : Analyse de Fourier des courants $i_{K1}(t)$ et $i_{C1}(t)$

L'ondulation de tension aux bornes du condensateur, observée sur la figure III.17, est due à la chute de tension aux bornes de la résistance série de ce condensateur (cf. modèle du condensateur figure 3.8). la figure III.19 nous montre un zoom sur cette chute de tension.

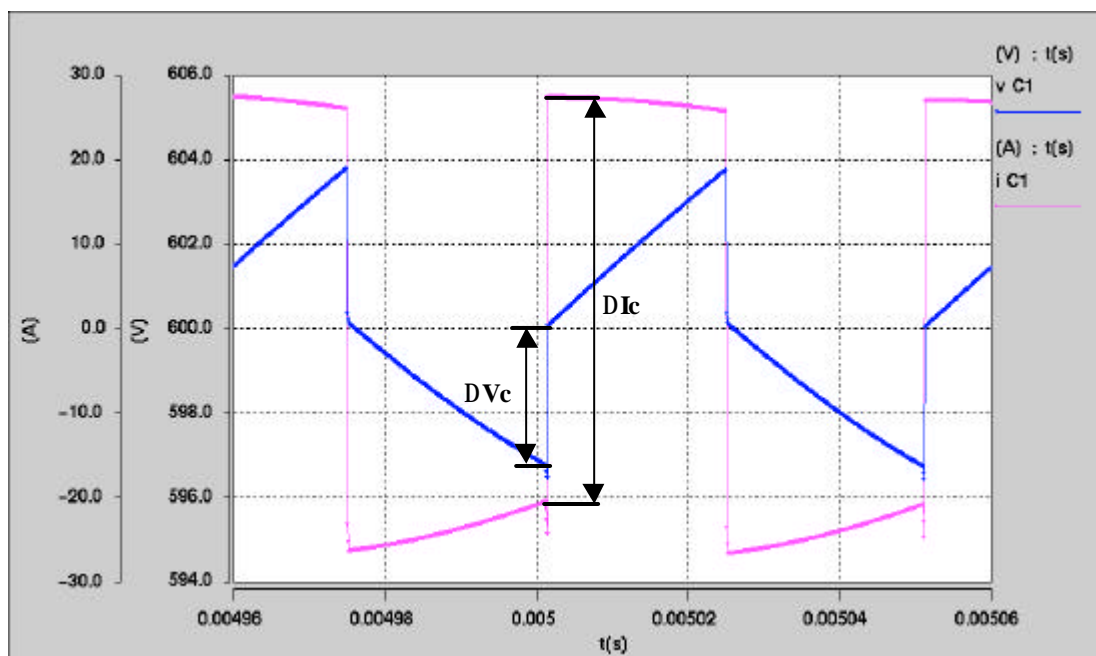


Figure III.19 : Zoom sur la chute de tension aux bornes d'un condensateur

Il est possible de déterminer la résistance série du condensateur (ESR), à partir de ces courbes. En effet cette résistance est donnée par:

$$ESR = \frac{\Delta V_c}{\Delta I_c}$$

Avec ΔV_c et ΔI_c mesurées comme sur la figure III.19.

Cette mesure de la résistance série peut être intégrée sur un système d'acquisition de données pour faire du suivi "on line" du vieillissement du condensateur. Ce système, notamment développé au CEGELY par Lahyani, permet d'évaluer la résistance série d'un condensateur au cours de son fonctionnement par une simple mesure de l'ondulation de tension, du courant traversant cette capacité et de la température du condensateur [Lahyani]. Pour nos essais de fiabilité, nous allons nous intéresser au suivi de cette résistance par l'intermédiaire de caractérisations régulières sous étuve des condensateurs (cf. paragraphe concernant la caractérisation des condensateurs).

Les courants traversant les inductances L1 et L2 sont la résultante du filtrage du courant d'entrée de la cellule (figure III.20)

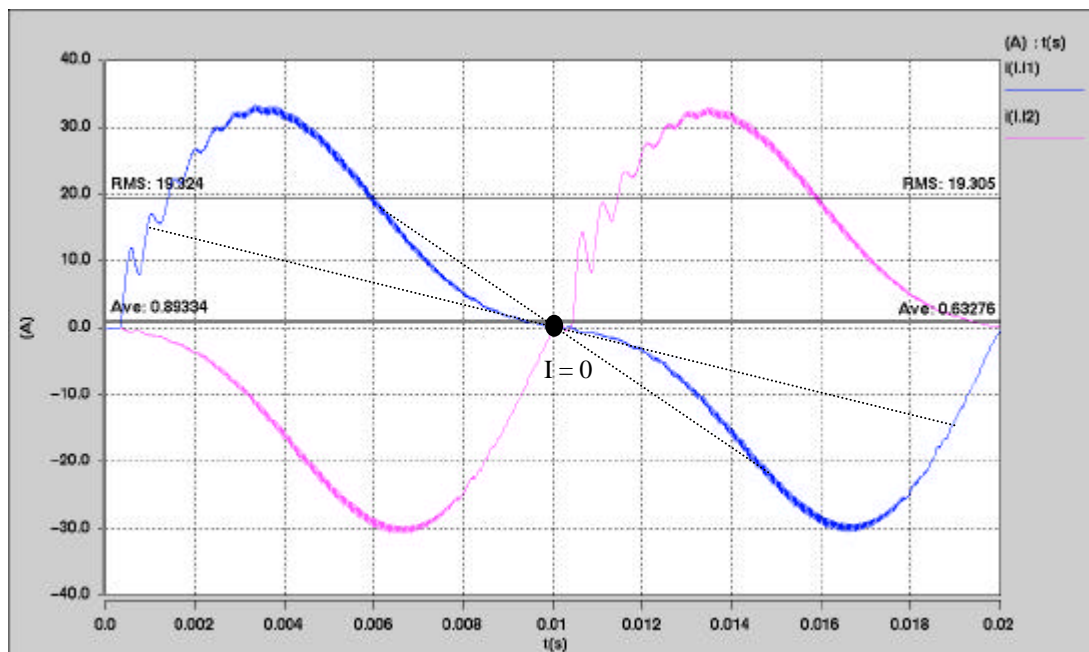


Figure III.20 : Courants traversant les inductances L1 et L2

Ces courants sont formés par deux composantes: une composante continue image des pertes au sein du pont, et une composante à la fréquence de modulation, résultante du transfert de puissance entre les deux bras : les bras alternent les phases de fonctionnement en mode onduleur et en mode redresseur. Qui plus est, la forme particulière de ces courants, à savoir la symétrie de la forme d'onde par rapport au point $I = 0$, nous confirme l'égalité de durée de ces différentes phases, et donc l'homogénéité des contraintes appliquées sur les modules des deux bras.

La figure suivante nous montre le courant et la tension d'alimentation du pont. Le courant d'alimentation est de faible amplitude car il correspond aux pertes du pont. On peut observer sur ce courant qu'il n'est pas complètement filtré. Il subsiste un harmonique à 20KHz absorbé sur l'alimentation de puissance. Nous verrons à la fin de chapitre, consacrée à l'assemblage du module de conversion, que cet harmonique va nous créer des perturbations importantes lorsque deux ponts du même type seront connectés sur la même alimentation continue.

La valeur moyenne du courant d'alimentation du pont est faible (0,23A). La valeur obtenue lors de cette simulation n'est qu'une valeur approchée. En effet, lors de ces simulations, les composants semi-conducteurs ont été remplacés par des résistances variables ($R_{on} \cong 0$, $R_{off} \cong \infty$), donc la puissance déduite de ces courbes n'est pas celle que nous aurons en réalité, mais nous donne un ordre de grandeur. Le but de cette simulation est de valider la conception et le dimensionnement d'un pont de puissance pour répondre au cahier des charges, à savoir: obtenir des contraintes élevées, réglables et identiques sur les modules IGBT, et une consommation d'énergie faible.

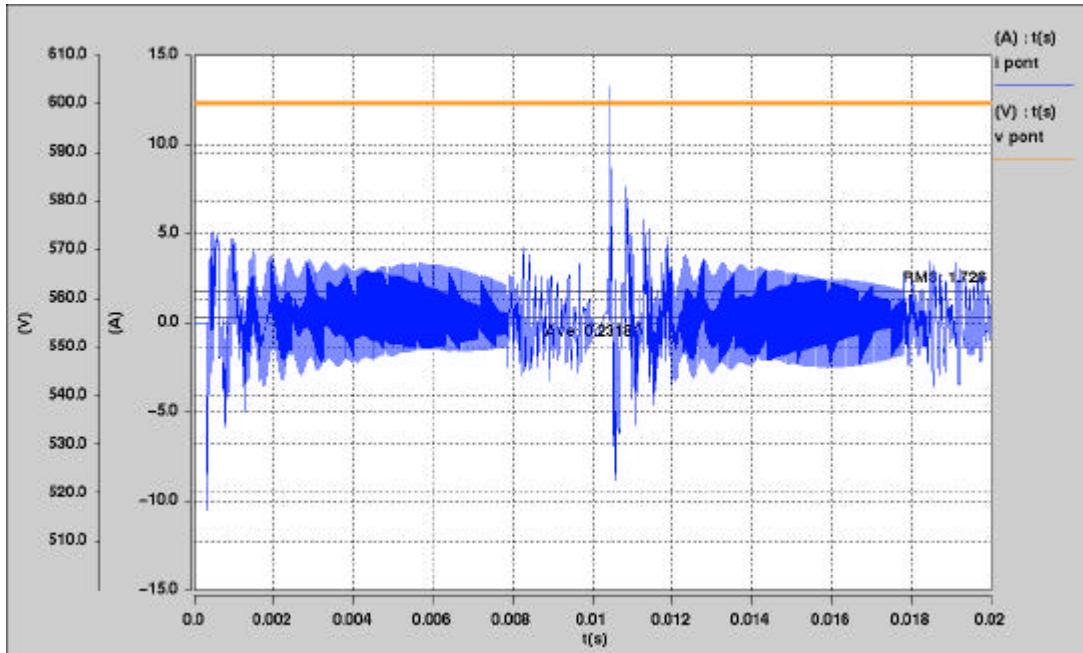


Figure III.21 : Tension et courant d'alimentation du pont

3.2.5.3) Conclusion sur la simulation

Ces résultats de simulation nous ont permis de valider la topologie de puissance de ce convertisseur, et d'élaborer une commande, assez simple, pour la mise en opposition. Nous avons pu montrer, par la simulation, que la méthode d'opposition était l'outil idéal pour contraindre tous les composants de puissance de manière uniforme et maîtrisée.

La commande mise au point pour le montage expérimental est différente (tout numérique) de manière à obtenir une plus grande flexibilité et une plus grande précision pour le réglage du point de fonctionnement du convertisseur (cf. paragraphe 3.4 à propos de la commande par décalage).

La suite de la conception de ce banc de fiabilité passe nécessairement par la prise en compte des phénomènes thermiques, phénomènes agissant sur la durée de vie des composants sous test. Une partie va être consacrée au dimensionnement thermique d'un dispositif de refroidissement adéquat et au comportement thermique du module IGBT et de son environnement.

3.3. Dimensionnement et validation d'un système de refroidissement

Dans le cadre de nos essais de fiabilité, la température de fonctionnement des puces IGBT est un facteur très important. Ce paragraphe traite de toute une partie des aspects thermiques du module de conversion : du calcul de pertes à la validation thermique.

3.3.1. Calcul analytique des pertes

Le point de départ de toute étude thermique (dimensionnement, simulation...) est une détermination analytique (à partir de la datasheet des composants) ou expérimentale (mesures oscilloscopiques) des pertes au sein des dispositifs semi-conducteurs. Nous avons débuté cette étude thermique par un calcul analytique des pertes.

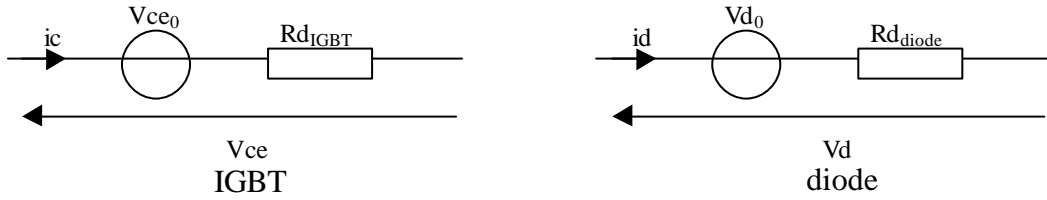
Ce calcul se présente sous la forme d'une feuille de calcul Excel avec comme entrées, des données extraites de la datasheet du composant ainsi que les conditions de fonctionnement du module IGBT (tension de bus, courant commuté...).

Les pertes sont calculées de deux manières différentes :

- Les pertes par conduction sont calculées analytiquement

$$P_{\text{conductionIGBT}} = \frac{1}{T_{\text{mod}}} \int_{T_{\text{conduction}}} V_{\text{ce}}(t) \cdot i_{\text{c}}(t) dt \quad P_{\text{conductiondiode}} = \frac{1}{T_{\text{mod}}} \int_{T_{\text{conduction}}} V_{\text{d}}(t) \cdot i_{\text{d}}(t) dt$$

en utilisant, les modèles de composants suivants :



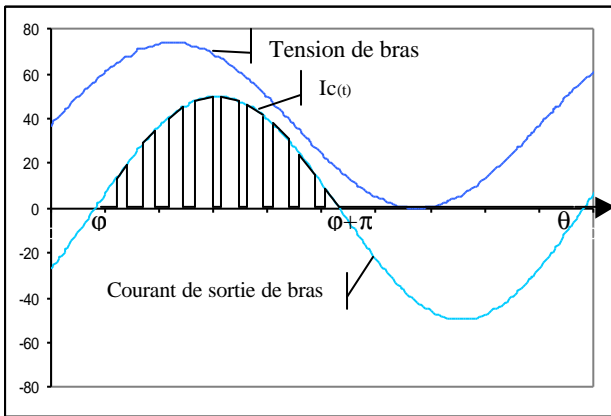
Il est possible de remplacer $V_{ce}(t)$ et $V_d(t)$ par leurs expressions respectives, on obtient alors :

$$P_{conductionIGBT} = V_{ce0} \cdot \langle i_c \rangle + r_{dIGBT} \cdot i_{ceff}^2 \quad \text{et} \quad P_{conductiondiode} = V_{d0} \cdot \langle i_d \rangle + r_{ddiode} \cdot i_{deff}^2$$

Les paramètres V_{ce0} , r_{dIGBT} , V_{d0} et r_{ddiode} sont extraits des datasheets des modules IGBT (caractéristiques de sortie) et sont donnés pour la température de fonctionnement maximale admissible par ces modules (125°C). Pour ces calculs de pertes, c'est cette température qui sera considérée. Les valeurs moyennes $\langle I_c \rangle$ et $\langle I_d \rangle$ sont déterminées par les expressions suivantes (cf. chapitre 3.2.3 b):

$$\langle i_c \rangle = \frac{I_{MAX}}{\pi} \left(\frac{1 + \frac{\pi}{4} \cdot M_{MAX} \cdot \cos \phi}{2} \right) \quad \text{et} \quad \langle i_d \rangle = \frac{I_{MAX}}{\pi} \left(\frac{1 - \frac{\pi}{4} \cdot M_{MAX} \cdot \cos \phi}{2} \right)$$

Les valeurs efficaces de $i_c(t)$ et $i_d(t)$ sont calculées de la manière suivante:



$$i_{ceff}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\phi+\pi} i_c(\theta)^2 d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\phi+\pi} [i_{LMO}(\theta) \cdot \alpha(\theta)]^2 d\theta$$

Avec : - $I(\theta)$ le courant de sortie de bras

$$i_{LMO}(\theta) = I_{MAX} \cdot \sin(\theta - \phi)$$

- $\alpha(\theta)$ le rapport cyclique appliqué au bras

$$\alpha(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot M_{MAX} \cdot \sin(\theta)$$

le calcul de l'intégrale donne :

$$i_{ceff} = \frac{I_{MAX}^2}{4} \left(\frac{1 + \frac{8}{3\pi} M_{MAX} \cdot \cos \phi}{3} \right)$$

La valeur efficace de $i_d(t)$ est donnée par :

$$\frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\phi+\pi} (i_c(\theta) + i_d(\theta))^2 d\theta = \frac{I_{MAX}^2}{4}$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\phi+\pi} (i_c(\theta)^2 + 2 \cdot i_c(\theta) \cdot i_d(\theta) + i_d(\theta)^2) d\theta = \frac{I_{MAX}^2}{4}$$

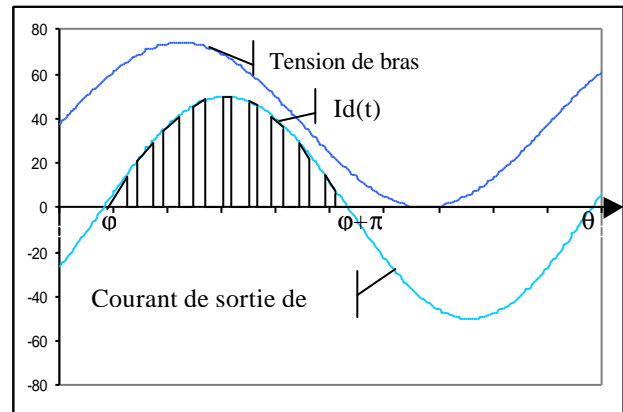
Intégrale nulle

Donc :

$$i_{deff}^2 = \frac{I_{MAX}^2}{4} - i_{ceff}^2$$

d'où :

$$i_{deff} = \frac{I_{MAX}^2}{4} \left(\frac{1 - \frac{8}{3\pi} M_{MAX} \cdot \cos \phi}{2} \right)$$



- Les pertes par commutation sont calculées à partir des courbes d'énergie perdue lors des commutations en fonction du courant collecteur ($E_{on}=f(I_c)$ et $E_{off}=f(I_c)$) et pour certaines conditions : tension de bus, tension de grille, résistance de grille et température. Ces courbes sont interpolées par une équation du deuxième degré :

$$E_{on}(I_c) = a_{on} + b_{on}.I_c + c_{on}.I_c^2$$

et

$$E_{off}(I_c) = a_{off} + b_{off}.I_c + c_{off}.I_c^2$$

avec a_n , a_{off} , b_{on} , b_{off} , c_{on} , c_{off} des coefficients à calculer à partir des courbes $E_{on}=f(I_c)$ et $E_{off}=f(I_c)$ de chaque module IGBT (ci-contre les courbes pour les modules Mitsubishi).

Ces courbes d'énergie sont données pour une tension de bus de 300V. Les calculs de pertes seront faits pour une tension de bus très élevée (600V) et donc, on fait l'approximation suivante : les pertes par commutation sont proportionnelles à la tension appliquée au composant. Concrètement, on recalcule ces pertes en appliquant une règle de trois sur la tension.

Le calcul des pertes se fait en résolvant l'intégrale suivante :

$$P_{commutation} = \frac{1}{2\pi} . f_{dec} \int_{\phi}^{\phi+\pi} E_{on}(\theta) + E_{off}(\theta) d\theta$$

La solution de cette intégrale est :

$$P_{commutation} = f_{dec} \left[\left(\frac{a_{on} + a_{off}}{2} \right) + \frac{I_{MAX}}{\pi} . (b_{on} + b_{off}) + \frac{I_{MAX}^2}{4} . (c_{on} + c_{off}) \right]$$

Cet outil sert aussi au dimensionnement du système de refroidissement : à partir du calcul de pertes, des résistances thermiques du module IGBT et bien sûr, de la température de jonction souhaitée, il est possible de déterminer la résistance thermique de ce système. La figure III.23 représente une coupe d'un module IGBT et le schéma thermique électrique équivalent associé :

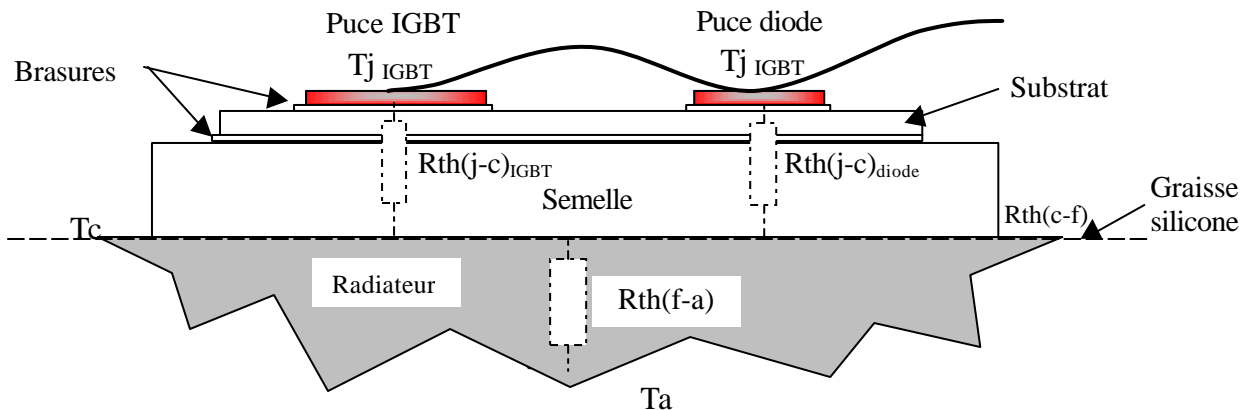


Figure III.23 : Vue en coupe, selon la longueur, d'un module IGBT et modèle thermique

D'après cette représentation, la température de semelle (T_c) est donnée par

$$T_c = T_j - P_{IGBT} . R_{th(j-c)}$$

La résistance thermique se calcule grâce à l'expression suivante:

$$R_{th}(f-a) = \frac{T_c - T_a}{P_{IGBT}} - R_{th}(c-f)$$

avec : T_j : Température moyenne de jonction IGBT

T_c : Température de semelle sous le module IGBT

T_a : Température moyenne ambiante

P_{module} : Pertes pour le module IGBT

$R_{th}(c-f)$: Résistance thermique de la couche de graisse silicone

Le tableau III.2 nous donne un récapitulatif de ces calculs de pertes ainsi que du calcul de la résistance thermique du dispositif de refroidissement. Ce calcul a été effectué en fonction du type de radiateur choisi. Dans notre cas, pour un degré de compacité important, nous avons opté pour un radiateur double face sur lequel nous allons disposer quatre modules IGBT (deux de chaque côté). Ce calcul de pertes a été fait pour les deux familles de modules IGBT et pour les conditions de fonctionnement suivantes :

Vbus=600V, I _{MAX} = 50A, Fréquence de découpage = 20KHz, fréquence de modulation : 50Hz, cos φ = 0, T _{j IGBT} = 125°C		
	Module Mitsubishi	Module Eupec
Pertes par conduction IGBT	12 W	17.6 W
Diode	13 W	10 W
Pertes par commutation	43 W	23.2 W
Pertes total /module	136 W	100 W
Rth j-c IGBT, Rth c-d diode	0.43 °C/W, 0.9°C/W	0.44 °C/W, 0.8°C/W
Température de semelle	101 °C	107 °C
Résistance thermique du système de refroidissement	0.104 °C/W	0.17 °C/W

Tableau III.4 : Résultats du calcul de pertes et de résistance thermique

On constate un écart important entre les résultats de ces calculs pour les modules Mitsubishi et Eupec. Pour un calibre et un point de fonctionnement identique, la somme des pertes pour le module Mitsubishi est beaucoup plus importante que pour le module Eupec (majoration de 36%). On constate une différence au niveau de la répartition de ces pertes. Les pertes par conduction sont plus faibles pour le module Mitsubishi. En effet, la structure « trench gate » permet d'obtenir un $V_{ce_{sat}}$ plus faible (cf. paragraphe II concernant cette structure). En contrepartie, les pertes par commutation sont plus importantes. Ces écarts importants de pertes sont liés aux différentes technologies utilisées pour la conception des puces IGBT (module Mitsubishi : structure PT et trench gate, module Eupec : structure NPT). Ces résultats sont en accord avec le bilan dressé sur ces deux structures (tableau II.1 , paragraphe II.2.5). Une campagne de mesures de ces pertes, en un même point de fonctionnement avec ces deux types de modules IGBT sur la méthode d'opposition devra être menée afin de valider ou non ces calculs. La valeur de la résistance thermique pour le système de refroidissement est donnée pour huit modules IGBT sur le même radiateur.

A partir de ce type de calcul de pertes, il est possible de choisir une solution de refroidissement (air ou liquide) et de la dimensionner. Pour des essais de fiabilité sur un grand nombre de composants, nous avons opté pour un radiateur à air ventilé. Ce choix présente plusieurs avantages : c'est une solution peu coûteuse et facile à mettre en place (un système de plaque à eau nécessite de la tuyauterie et un échangeur thermique), le contrôle de la température des composants est plus simple et plus précis (nécessité tout de même d'une régulation de température pour commander les ventilateurs). Un autre point important est que la plage de réglage de la température de semelle des modules IGBT est plus importante (dans les limites admissibles par les puces et le packaging). En effet, à partir d'une température de 100°C, une solution à eau peut présenter des problèmes (ébullition de l'eau engendrant des surpressions dans le système).

La configuration choisie présente un degré de compacité important : 4 modules IGBT placés de part et d'autre d'un radiateur à air refroidi par un ventilateur. Le dimensionnement du couple radiateur/ventilateurs n'est pas simple. Il faut choisir un profil de radiateur en fonction des gammes de résistance thermique proposées. A partir de la datasheet du radiateur ou d'essais thermiques sur des structures prédéfinies par le constructeur du radiateur, il faut déterminer la longueur du radiateur ainsi que la vitesse de l'air dans ce radiateur dans le cas d'une ventilation forcée (résistance thermique faible). A partir de ces données, il faut choisir un ventilateur. Ce choix s'effectue entre autres en plaçant le point de fonctionnement du ventilateur dans sa zone utile de fonctionnement (cf. figure III.24)

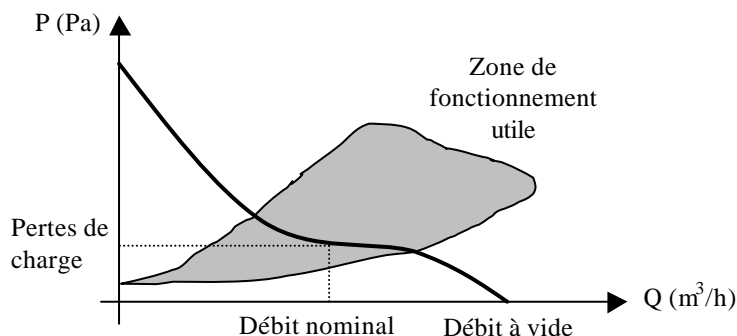


Figure III.24 : Point de fonctionnement du ventilateur

Le débit nominal est calculé à partir de la vitesse de l'air à l'intérieur du radiateur. Le débit à vide est le critère de choix.

3.3.2. Validations thermiques

Cette première campagne de mesures thermiques a pour but de valider le dimensionnement thermique ainsi que l'homogénéité des températures de semelle des composants pour une configuration de type : 4 ponts montés sur 2 demi-radiateurs.

3.3.2.1 Principe de l'essai

Les 8 modules IGBT sont placés sur les radiateurs ventilés. Les 16 puces IGBT sont câblées en émetteur actif (boucle de contre-réaction entre le collecteur et la grille) et connectées en série. Elles fonctionnent en régime de dissipation linéaire. En effet, pour un courant Collecteur constant et imposé par une source de courant (I_c), la tension V_{ce} est donnée par la caractéristique de sortie du composant. La tension de grille V_{ge} est imposée par la contre-réaction. La figure III.25 nous présente ce mode de fonctionnement.

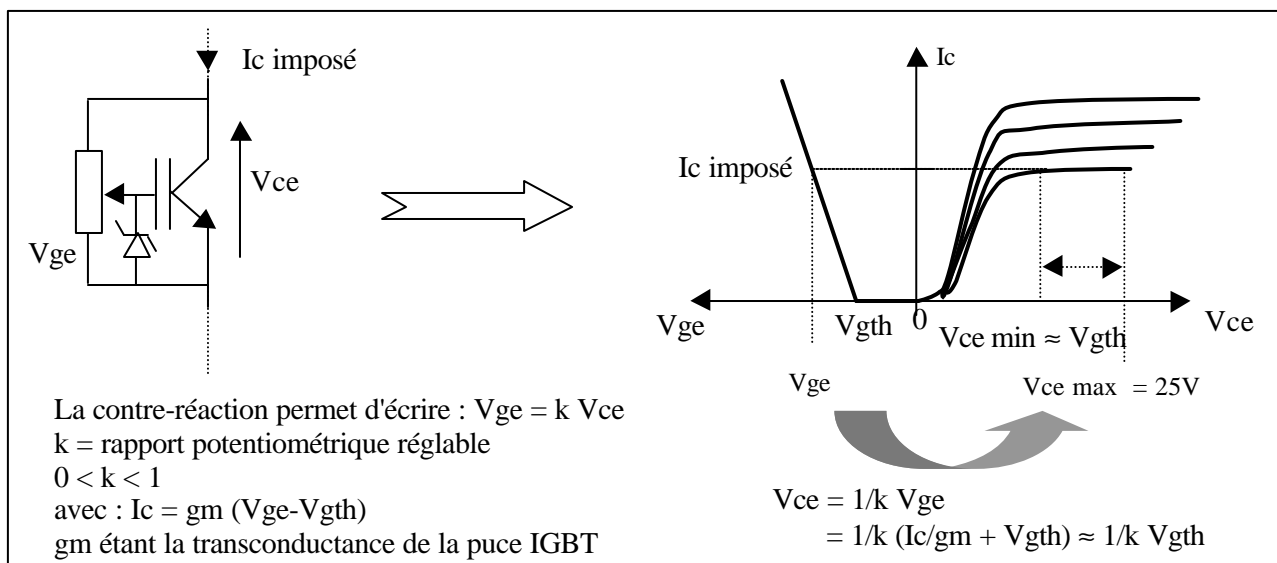


Figure III.25 : câblage d'une Puce IGBT en mode émetteur actif : schéma et principe de fonctionnement

Dans cette configuration, les pertes dans une puce dépendent fortement de la tension de seuil V_{gth} de la puce IGBT. Or cette tension de seuil évolue avec la température. Un moyen de compenser cette variation est d'agir sur le courant injecté dans le montage (I_c). Lors de ces essais, seules les puces IGBT dissipent de la puissance. La figure III.26 représente le schéma de montage complet du banc.

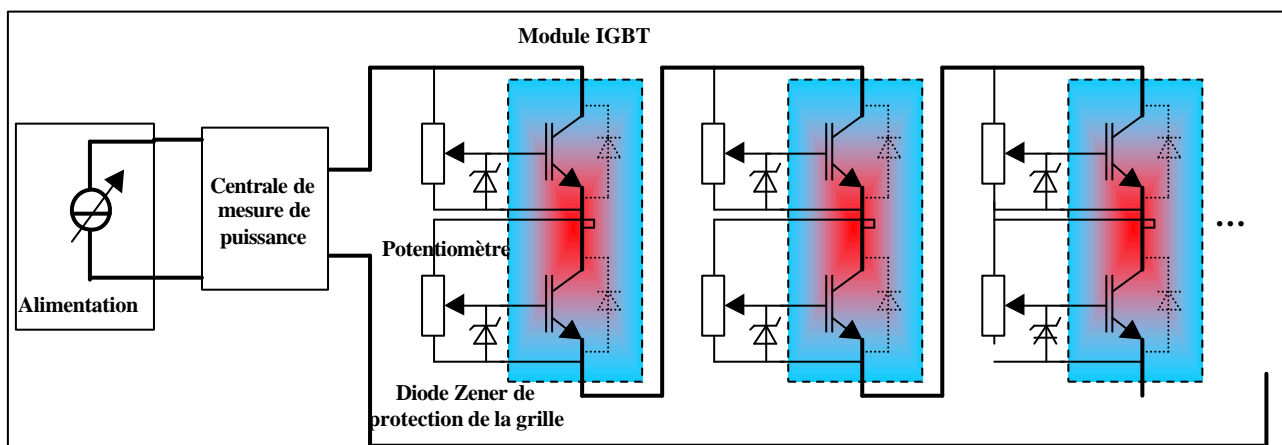


Figure III.26 : Câblage des modules IGBT

Le montage est alimenté par une source de courant réglable de manière à fixer le flux thermique dissipé par chaque puce à la valeur désirée. Nous avons choisi de faire dissiper par les puces IGBT la somme des pertes de l'interrupteur de puissance (pertes IGBT + pertes diode) soit 67W/puce IGBT. Dans ces conditions et pour une température de semelle de 100°C, les puces IGBT voient leur température dépasser légèrement les 125°C. Lors de ces essais, nous nous intéressons uniquement à la caractérisation du dispositif de refroidissement. L'équilibrage des puissances entre les puces s'effectue par un réglage des tensions de grille, par l'intermédiaire des potentiomètres disposés à cet effet. Les faibles écarts dus aux dispersions sur les paramètres des puces (transconductance, tension de seuil ...) sont rattrapables en agissant sur ces potentiomètres. Une simple mesure de tension permet de contrôler l'équilibrage de la puissance dissipée par chaque puce. Une source de tension continue permet de contrôler le point de fonctionnement du ventilateur et donc la température de semelle des modules. Ce montage présente l'avantage de faire fonctionner les modules IGBT sous faible tension (~7V) et faible courant (~10A) tout en dissipant le flux thermique désiré pour l'essai (régime nominal ou régime de surcharge). Au niveau de la semelle des composants, le comportement thermique est le même que dans le cas d'un régime de fonctionnement réel (commutations).

3.3.2.2 Protocole de la mesure

On applique sur le banc un échelon de puissance à ventilation nominale. La tension du ventilateur est réglée de manière à obtenir une température de semelle correspondant à la limite inférieure fixée pour nos essais de fiabilité (entre 90 et 120°C) : cette limite correspond à la température de semelle calculée dans le cas du module Mitsubishi (90°C). Lors de cet essai, on mesure la température des modules IGBT d'un même côté du radiateur, ce radiateur présentant un axe de symétrie. Nous allons aussi nous intéresser à l'écart de température entre les modules IGBT. Ces températures sont mesurées au cours du temps par des sondes thermocouples de type K étalonnées, placées entre le socle des composants et le radiateur. Pour compléter cette campagne de mesures, un échelon de ventilation à puissance constante a été appliqué après stabilisation de la température.

La figure III. 27 est une photo du banc thermique équipé des sondes thermocouples.

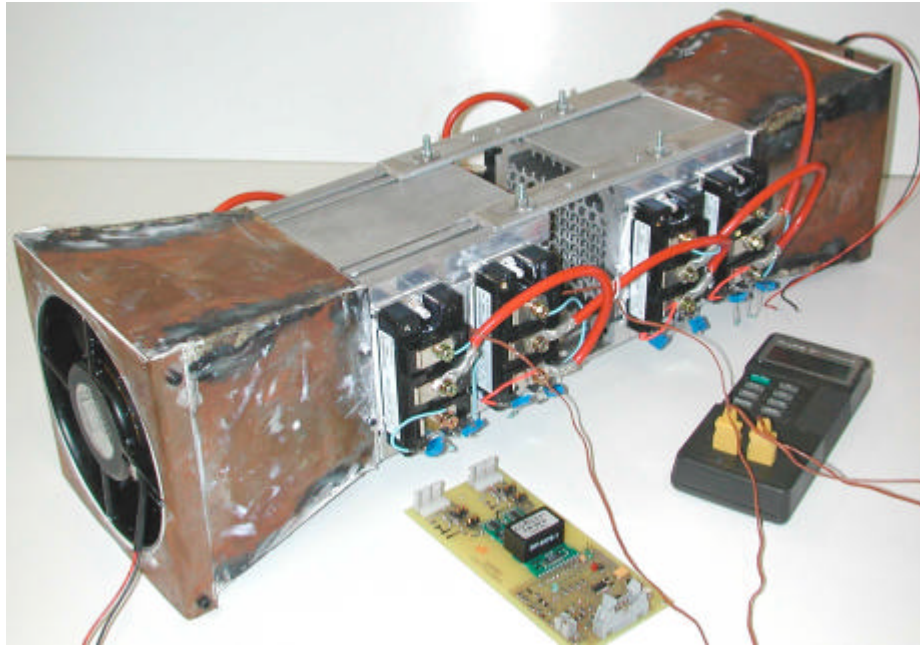


Figure III.27 : configuration thermique du banc : 2 radiateurs comprenant chacun 4 modules IGBT et un ventilateur

3.3.2.3 Résultats et commentaires

La figure suivante nous donne les résultats des mesures décrites précédemment.

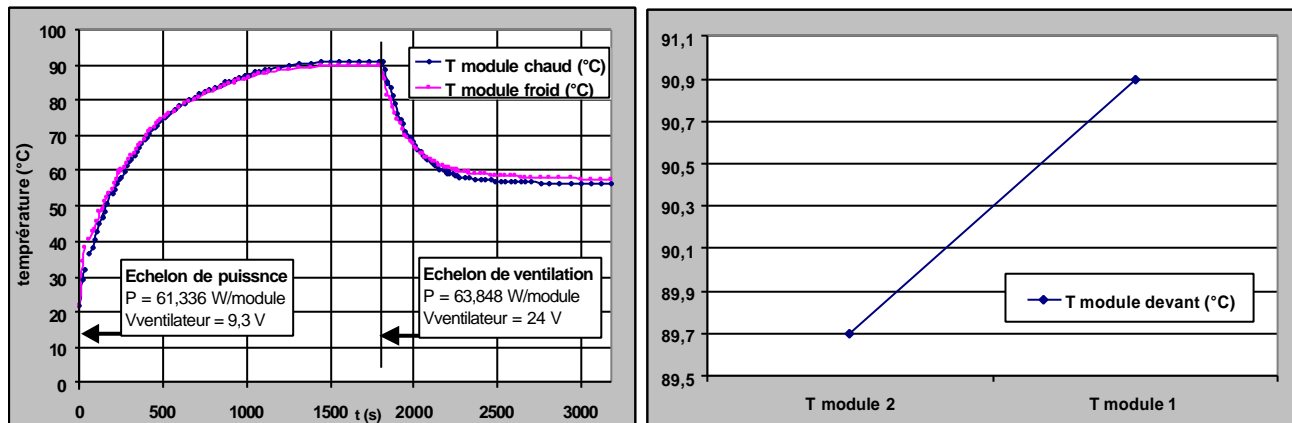


Figure III.28 : Mesures de température : réponse à un échelon de puissance et de ventilation du banc, distribution des températures de semelle

On constate, sur cette structure, que la température est quasiment la même pour les deux modules IGBT placés du même côté du radiateur. La température étant élevée, le débit de ventilation est faible ($V_{\text{ventilateur}} = 9\text{V}$ au lieu de 24V). Il est donc possible d'utiliser un autre ventilateur de débit nominal plus faible et plus adapté à ce type de radiateur. Le dimensionnement d'un ventilateur s'effectue en déterminant le débit d'air nécessaire au refroidissement du radiateur associé. Le calcul de ce débit s'avère très difficile car il fait appel à des notions pointues de mécanique des fluides : calcul du coefficient d'échange thermique entre l'air et les ailettes du radiateur, dans le cas d'un écoulement turbulent à l'intérieur d'une structure complexe. De plus, la détermination du point de fonctionnement du ventilateur pour une température de semelle donnée est très difficile (calcul des pertes de charge du ventilateur dues au radiateur). Il existe cependant une méthode expérimentale pour déterminer ce débit [Petit]. En effet, dans le cas d'un refroidissement à air, la différence de température entre l'air qui rentre et qui sort de la structure est donnée par :

$$\Delta T_{\text{air}} = T_{\text{sortie}} - T_{\text{entrée}} = \frac{\Phi}{\rho \cdot q_v \cdot C_p}$$

avec Φ : Puissance thermique injectée sur le radiateur (W)
 ρ : Masse volumique de l'air (Kg/m^3)
 q_v : Débit volumique de l'air (m^3/s)
 C_p : Capacité thermique massique de l'air ($\text{J.Kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$)

Grâce à cette formule et une mesure de la différence de température entre l'air à l'entrée et à la sortie du radiateur, pour la température de semelle désirée (100°C), il est possible de calculer le débit d'air nécessaire. Ce calcul de débit permet de dimensionner au plus juste, un nouveau ventilateur plus approprié. Le problème est, qu'avec ce type d'essai, il est très difficile de déterminer la température de fonctionnement des puces semi-conductrices à partir d'une simple mesure de température de semelle. Les techniques de mesure directe ou indirecte de température de puce, en fonctionnement, sont limitées et très complexes à mettre en œuvre. Citons par exemple les mesures de température de puce par thermocouple sous faible tension ou les mesures par fibre optique pratiquées par l'INRETS [Carubelli].

3.3.3.6 Conclusion

Un calcul de pertes nous a permis de dimensionner un système de refroidissement constitué d'un radiateur et d'un ventilateur. Cette structure a été validée expérimentalement et nous permettra de régler la température de fonctionnement des puces IGBT sur une large plage : de 90°C à 200°C . La température de semelle des modules IGBT est parfaitement maîtrisée et facilement mesurable (sonde PT1000 ou thermocouple placée entre le module et le radiateur) et le gradient de température entre les modules IGBT est très faible (2 à 3°C). Une régulation de la température du radiateur, agissant sur le débit de ventilation, est néanmoins indispensable pour maintenir constante la température de semelle des modules IGBT.

Une partie du banc présenté sur la figure III.26 constitue le banc thermique dit "auxiliaire". La constitution de ce banc (modules IGBT montés en écrêteur actif sur un radiateur ventilé) est très intéressante car elle permet de faire des mesures de températures sous basse tension, hors modulation, tout en ajustant le flux thermique injecté sur le radiateur.

Malgré ces premières mesures thermiques, la température de jonction, le gradient de température entre la puce et la semelle ainsi que la répartition du champ de température au sein du module présentent une certaine incertitude. La suite du travail, d'un point de vue thermique, a consisté à essayer de lever ces incertitudes par des simulations couplées électro-thermo-fluidique, validées par des mesures thermiques par caméra infra-rouge.

A ce moment de la conception du module de conversion, il est possible de déterminer une température moyenne de fonctionnement sur les puces IGBT et diode. L'erreur commise entre les calculs précédents et la réalité peut être comprise entre 10 et 20%. Lors de nos essais de fiabilité, cette erreur sur la température peut entraîner des erreurs sur la détermination du taux de défaillance des modules IGBT. En effet, d'après les recueils de données de fiabilité du CNET, pour un transistor de faible puissance :

Le MTBF est divisé par deux à chaque fois que la température augmente de 18°C (cf. chapitre I).

Le MTBF est lié au taux de défaillance (cf. chapitre I rappelant la terminologie employée en fiabilité). Même si cette affirmation est valable sur des transistors de faible puissance, il est important de déterminer avec exactitude quelle est la température des puces semi-conductrices en fonctionnement MLI, quelle est la répartition du champ de température à l'intérieur du boîtier. Ceci est traité dans le paragraphe 3.8.

3.4 Elaboration d'une commande numérique pour la méthode d'opposition

3.4.1 Introduction : contraintes de la méthode d'opposition

La mise en opposition de deux cellules de commutation présente des contraintes (cf. paragraphe 3.2.1). Pour obtenir une ondulation de courant raisonnable entre les deux bras sans utiliser une inductance trop importante, il faut synchroniser les commandes des deux bras. De plus, l'utilisation d'une commande avec temps morts génère une chute de tension importante aux bornes de l'inductance d'opposition (cf. figure III.5, paragraphe 3.2.3). La commande associée à la mise en opposition de deux bras d'onduleurs peut se faire de plusieurs manières. Nous avons vu la conception d'une loi de commande de type analogique lors de la phase de simulation sous SaberTM (cf. paragraphe 3.2.4.3).

Pour concevoir la carte de commande d'un pont, le cahier des charges nous impose certaines règles :

- Opter pour une solution simple et performante,
- Faciliter le réglage des paramètres de la MLI,
- Permettre d'interfacer cette carte de commande avec les autres cartes électroniques présentes sur le banc de test (régulation de température, système de surveillance électrothermique)

Pour répondre à tous les critères du cahier des charges et toutes les contraintes liées à la mise en opposition, nous avons décidé de développer une carte de commande numérique basée sur l'utilisation d'un FPGA. Dans les paragraphes qui vont suivre, nous allons expliquer le principe de cette commande et les techniques mises en œuvre pour la réaliser.

3.4.2 Principe et structure de la stratégie de commande par décalage

3.4.2.1 Principe de la commande par décalage

La loi de commande classique pour la mise en opposition de deux bras de type onduleur de tension a été présentée au paragraphe 3.2.1. Elle consiste à faire fonctionner un bras en boucle ouverte (bras maître) à partir d'une onde de modulation prédéfinie en amplitude et en phase. L'autre bras est bouclé (bras esclave) et permet de contrôler le courant circulant dans l'inductance située entre ces deux bras. L'utilisation d'une commande avec temps morts génère une chute de tension importante aux bornes de l'inductance d'opposition. C'est principalement cette chute de tension que doit compenser le correcteur (la chute de tension due à l'inductance d'opposition est négligeable).

Dans le cas d'une commande dite "classique", le correcteur n'agit qu'à l'échelle de la période de modulation : il génère une tension de modulation à partir de la tension de modulation de l'autre bras. Le principe de cette stratégie de commande est expliqué au paragraphe 3.2.3 et présente certains inconvénients.

Pour éliminer la chute de tension due aux temps morts et obtenir une loi de commande facilement implantable dans un circuit numérique, nous avons mis au point une nouvelle stratégie. A l'échelle d'une période de découpage, la mise en opposition de deux cellules est une succession de phases de conduction diagonale et de phases de roue-libre. La durée de ces différentes phases permet de contrôler la croissance et la décroissance du courant inter-bras. Le but de cette nouvelle stratégie de commande est de contrôler la durée des phases de conduction en diagonale (IGBT - IGBT) en contrôlant les temps de décalage entre les ordres de commande des IGBT assurant cette phase. Avec une fréquence d'horloge suffisamment grande (20MHz), il est possible d'obtenir une résolution temporelle importante (50ns) et donc un contrôle précis de la croissance du courant inter-bras. En effet, avec une inductance équivalente de 45μH (30μH entre les deux bras durant les phases de conduction diagonale et 60μH en ajoutant les inductances de filtrage à l'inductance d'opposition) et une tension de bus de 450V, la vitesse de croissance du courant dans cette inductance est de 10A/μs, soit 0,5A pour chaque pas de 50ns.

Le principe de cette commande est illustré sur la figure III.29, dans le cas d'un courant inter-bras positif et croissant. On constate sur ces chronographes qu'à partir d'une consigne de modulation M , il est possible de construire les ordres de commande de chaque interrupteur de puissance en incluant les temps morts, nécessaires à une commande de type "bras d'onduleur", et les temps de décalage entre les instants de conduction des IGBT assurant une phase de conduction diagonale. Dans le cas où i_{LMO} est positif et croissant, la phase de conduction diagonale est assurée par K1 et K2'. La durée de conduction simultanée de ces deux interrupteurs permet de contrôler la croissance du courant i_{LMO} .

Cette stratégie de commande a été implantée sur un FPGA. Les avantages de cette commande sont multiples : elle permet d'annuler la chute de tension due aux temps morts tout en assurant un contrôle très précis du courant inter-bras. Un autre avantage est que la constante de temps de la boucle de régulation est très faible. Cela implique que cette boucle peut agir rapidement en cas de fonctionnement anormal (fluctuation de la tension d'alimentation...).

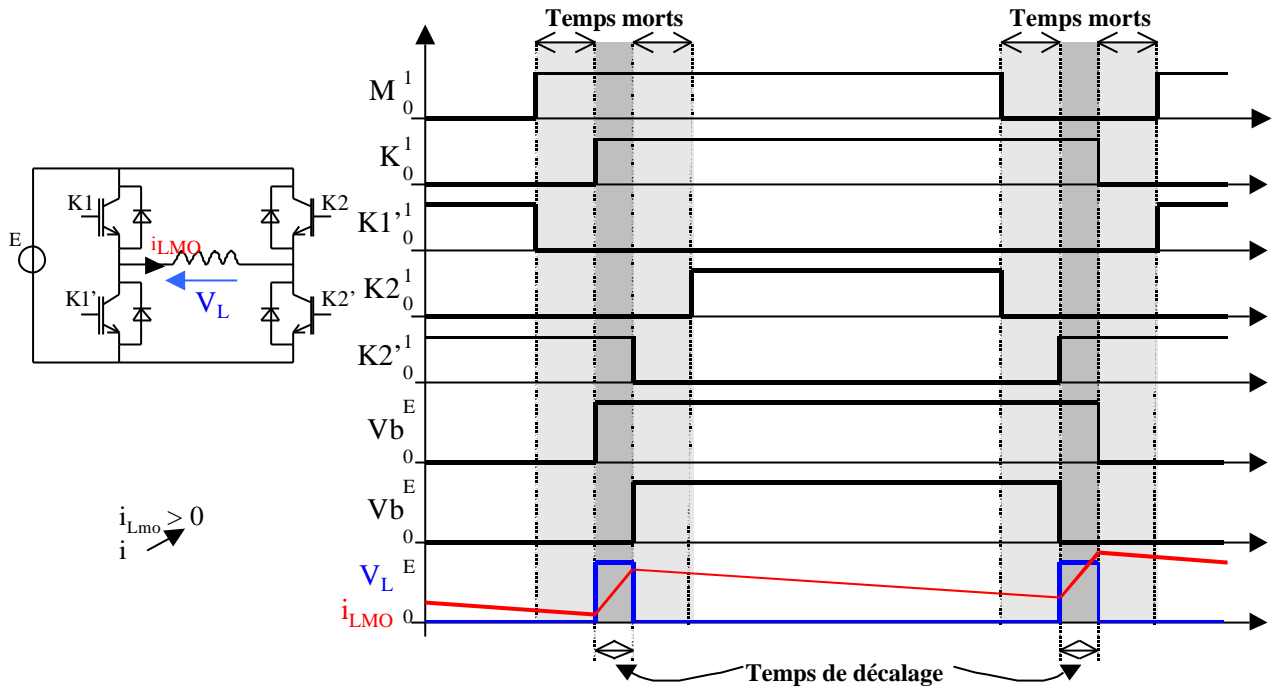


Figure III.29 : Principe de fonctionnement de la commande par décalage

3.4.2.2 Structure de la commande

a) Programme

Le diagramme fonctionnel du programme est présenté sur la figure III.30. Ce dispositif de commande permet le réglage de tous les paramètres de la MLI : fréquence de la modulation, profondeur de modulation (amplitude de la tension), amplitude du courant, déphasage entre courant et tension, fréquence de découpage et durée des temps morts. Pour chacun de ces paramètres, une roue codeuse permet de sélectionner une valeur parmi 16 valeurs prédéfinies dans la programmation du FPGA.

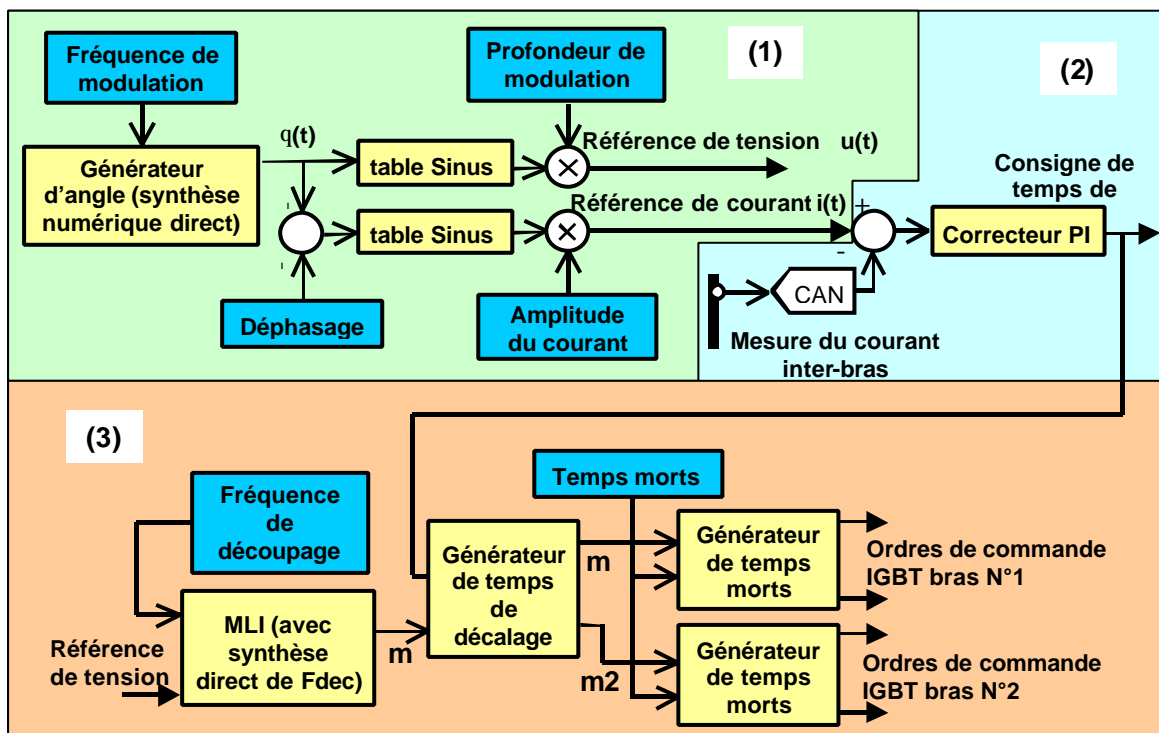


Figure III.30 : Diagramme fonctionnel de la commande en opposition

Les consignes de tension $u(t)$ et de courant $i(t)$ sont codées sur 8 bits. L'information d'angle $\theta(t)$ est obtenue à partir d'une synthèse de fréquence numérique directe. Ensuite, deux tables (sinusoïdales) permettent d'obtenir à partir de cet angle $\theta(t)$ les évolutions temporelles de $u(t)$ et de $i(t)$. Les amplitudes de $u(t)$ et de $i(t)$ sont ajustables selon des paramètres codés sur 4 bits (1).

Le principe de fonctionnement du pont, basé sur le fonctionnement en opposition de deux bras avec une inductance inter-bras très réduite (inductance équivalente de $45\mu\text{H}$), induit des valeurs très élevées des vitesses de croissance ou de décroissance du courant lors des conceptions en diagonale ($\pm 10\text{A}/\mu\text{s}$ pour $V_{\text{BUS}} = 450\text{V}$). La régulation de courant doit assurer un contrôle très précis des temps de conduction en diagonale appliqués lors de chaque commutation (résolution de 50ns).

L'information du capteur de courant est échantillonnée à la fréquence de découpage par un CAN contrôlé par le FPGA. Le courant est échantillonné à mi-temps entre deux commutations pour supprimer les effets de l'ondulation, sans ajouter de filtre analogique dont le déphasage dégraderait fortement les performances de l'asservissement. Cette information de courant est comparée avec la consigne de courant calculée. Un correcteur PI numérique génère à partir de ce signal d'erreur la consigne de temps de décalage à appliquer entre les commutations des deux bras d'un même pont (2).

La modulation, de type intersective avec une synthèse directe de la fréquence de découpage, génère un signal de commande global m pour le pont. Ce signal de commande est très légèrement décalé, en avance ou en retard, selon la consigne de temps de décalage fournie par la régulation de courant (résolution de 50ns), pour générer les deux signaux de commande m_1 et m_2 des deux bras constituant le pont. Pour chaque bras, les informations de commande des IGBT sont ensuite obtenues en appliquant un temps mort à la commande de l'IGBT qui doit être amorcé (3).

b) Implémentation de la carte

La carte de commande développée pour la méthode d'opposition est très simple. C'est une carte numérique qui se compose d'un FPGA (FLEX 10K10) contenant toutes les fonctions de calcul liées à ce type de commande, d'un convertisseur analogique / numérique à sortie série pilotée par le FPGA et de roues codeuses pour entrer les paramètres de la MLI.

Une mémoire de type Flash contient le programme du FPGA : lors de chaque mise sous tension, le programme est chargé dans le FPGA. Un convertisseur numérique / analogique a été ajouté pour faciliter l'observation de certains signaux numériques, lors de la phase de conception de la carte. Le pilotage de cette carte s'effectue par l'intermédiaire d'une série de boutons poussoir. Ces boutons commandent la mise en marche et l'arrêt de la carte, la suppression de défauts signalés par les drivers, et la validation des paramètres des roues codeuses. Ce dernier bouton permet de valider un nouveau jeu de paramètres pour configurer la MLI (évite les erreurs de paramétrage). Les roues codeuses sont toutes câblées en parallèle sur les mêmes entrées du FPGA. Dans le programme, une séquence de démultiplexage des données de ces roues codeuses a été implantée afin de reconstruire tous les paramètres de la MLI codés sur 4 bits.

Un certain nombre de connecteurs sont présents sur cette carte :

- 1 connecteur pour chaque driver du pont permettant d'alimenter ce driver, d'envoyer les ordres de commande pour les deux IGBT du bras ainsi que l'ordre de réinitialisation du driver et enfin, de recevoir les informations de défaut des interrupteurs de puissance.
- 1 connecteur reliant la carte de commande au PCB de puissance du pont. Sur cette liaison transitent les alimentations ainsi que le résultat de la mesure du courant inter-bras, mesure effectuée par un capteur de type "effet Hall", placé sur le circuit de puissance. Sur cette nappe transitent aussi les informations de défaut des diodes du pont. Cette protection a été prévue mais n'a pas été mise en place sur cette version du module de conversion.
- 1 connecteur assurant la liaison entre la carte de commande et le système de surveillance électrothermique. Cette liaison permet d'acheminer les informations de "défaut IGBT" vers le système d'acquisition et de gérer à distance la mise en marche et l'arrêt du pont. Le système de surveillance électrothermique est détaillé au chapitre VI, paragraphe 4.2.
- 1 connecteur permettant de synchroniser plusieurs cartes de commande. Le but de cette synchronisation est de fixer, et le cas échéant de pouvoir modifier, le déphasage entre les courants inter-bras de plusieurs ponts connectés sur la même alimentation. Lors des simulations Saber présentées au paragraphe 3.2.4, nous avons vu que le courant d'alimentation d'un pont présente une petite ondulation à deux fois la fréquence de

modulation. Dans la réalité, la valeur de ce courant ainsi que de l'ondulation sera plus élevée. Dans le cas de deux ponts connectés sur la même alimentation, pour diminuer l'ondulation de courant fourni par l'alimentation, il faut imposer un déphasage de 180° entre les références de courant de chaque pont.

Il existe plusieurs possibilités pour effectuer cette synchronisation : soit au niveau des fréquences d'horloge des quartz de chaque carte, ce qui impose une liaison "haute fréquence", soit au niveau des fréquences de modulation des références de courant. Cette solution a été retenue pour sa simplicité de mise en œuvre. La synchronisation au niveau de la fréquence de travail des FPGA est néanmoins nécessaire comme nous le verrons au paragraphe intitulé "Assemblage et réalisation du module de conversion" mais pas obligatoire car, dans le cas d'une association de pont, il est démontré dans ce paragraphe qu'il est souhaitable de découpler les alimentations des ponts (partie traitant des interactions entre les ponts).

3.4.3. Validations expérimentales

Le programme de contrôle de la méthode d'opposition a été implanté sur le FPGA de la carte de commande et testé sur deux bancs de puissance. Les contraintes appliquées sur les modules IGBT lors de ces premiers essais ont été volontairement choisies fortes.

3.4.3.1 Conditions des essais

Les premiers tests ont été effectués sur un banc de puissance utilisant des modules Eupec, et dans les conditions suivantes :

Tension d'alimentation	300 V	Fréquence de modulation	10 Hz
Courant inter-bras maximum	50 A	Fréquence de découpage	20,5 KHz

Les tests suivants ont été effectués sur un banc équipé de modules Mitsubishi dans des conditions légèrement différentes :

Tension d'alimentation	450 V	Fréquence de découpage	20 KHz
Courant inter-bras maximum	50 A	Déphasage courant/tension	90°
Fréquence de modulation	100 Hz	Température de semelle des modules IGBT	100°C

Le courant inter-bras a été mesuré, dans tous les cas, directement à l'oscilloscope, à l'entrée du convertisseur analogique/numérique. Les tensions sont mesurées grâce à des sondes différentielles

3.4.3.2 Résultats

Lors de cette phase de validation, nous nous sommes intéressés au comportement de la régulation du courant inter-bras. La figure III.31 représente le courant inter-bras ainsi que la consigne de temps de décalage mesurés sur le banc Eupec.

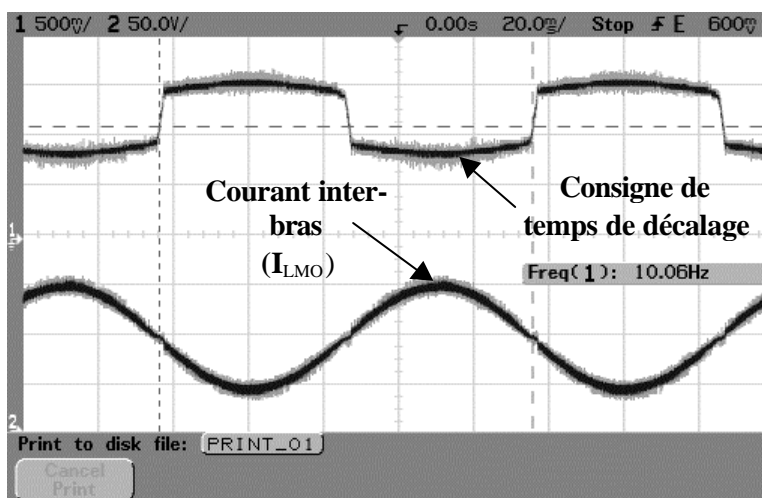


Figure III.31 : validation de la stratégie de commande : courant inter-bras et consigne de temps de décalage

On constate que la régulation de courant fonctionne parfaitement bien : le courant inter-bras est parfaitement maîtrisé malgré une inductance d'opposition de très faible valeur ($30\mu\text{H}$), l'ondulation de courant est faible ($\approx 5\text{A}$). La consigne de temps de décalage est image de la chute de tension aux bornes de l'inductance d'opposition. Avec cette stratégie de commande, la discontinuité de courant au passage par zéro de la consigne (cf. figure III.12, paragraphe 3.2.4) ainsi que la chute de tension due aux temps morts ont été éliminées.

Les relevés suivants ont été effectués sur le banc équipé de modules Mitsubishi. La figure III.32 nous donne les formes d'ondes en sortie d'un bras (tension et courant) ainsi que le courant d'alimentation d'un pont.

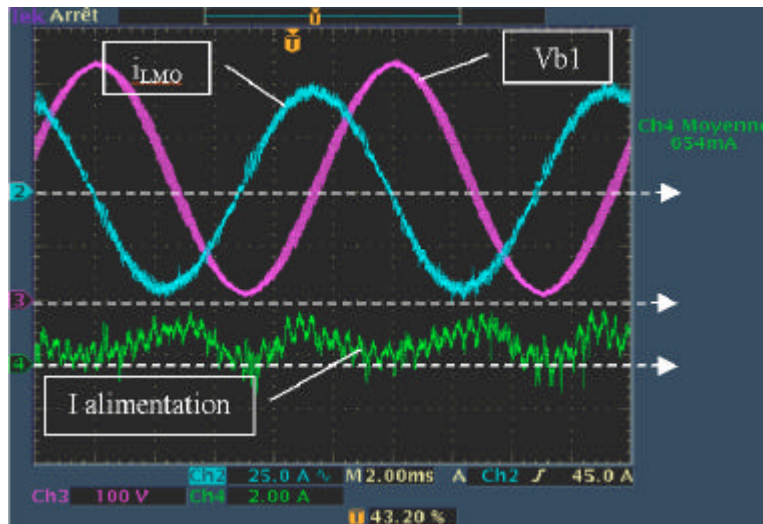


Figure III.32 : tension et courant en sortie d'un bras

On constate aussi sur ce relevé que le courant inter-bras est parfaitement maîtrisé. Les tensions en sortie des deux bras du pont évoluent entre 0 et $+E$ et sont quasiment identiques : la différence entre ces deux tensions est très faible, égale à la chute de tension aux bornes de l'inductance d'opposition. Durant ce test, la tension de sortie d'un seul bras a été mesurée et filtrée pour une meilleure visualisation. On constate aussi que le courant moyen d'alimentation du pont est faible ($\approx 650\text{ mA}$). Ce courant est uniquement l'image des pertes au sein du pont (pertes dans les semi-conducteurs, pertes dans les composants passifs). Une campagne de mesures de pertes plus complète a été menée et sera présentée dans le paragraphe suivant.

En effectuant un zoom sur ces formes d'ondes, il est possible d'observer le fonctionnement de cette commande, à l'échelle de la fréquence de découpage (figure III.33).

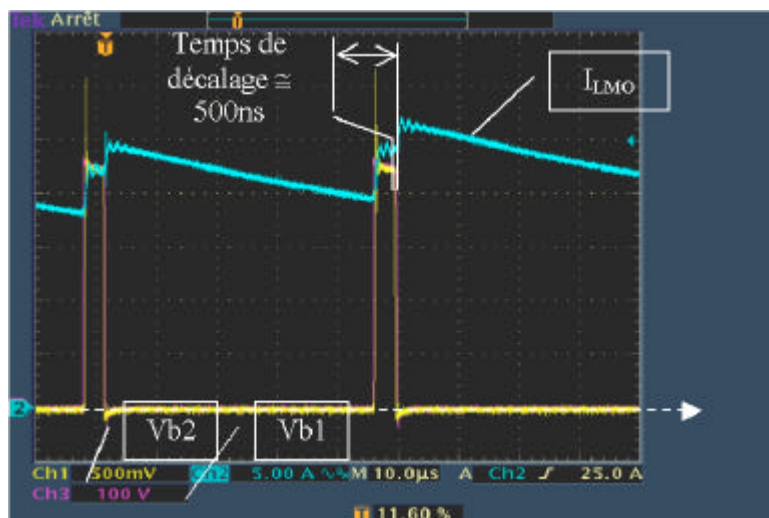


Figure III.33 : tension de sortie des deux bras, sans filtrage et courant inter-bras

On constate bien que les tensions de sortie des deux bras sont quasiment égales et que dans le cas du relevé, la tension V_{b1} est très légèrement supérieure à V_{b2} , permettant une croissance du courant inter-bras. Ce cas de figure a été détaillé sur la figure III.29.

3.4.4. Mesures de pertes grâce à la méthode d'opposition

La méthode d'opposition permet de faire une mesure et un bilan très précis des pertes au sein du convertisseur. Cette mesure de pertes est complétée par une mesure de température à l'intérieur d'un module IGBT. Cette mesure de température est faite en recalant le banc auxiliaire au même point de fonctionnement thermique (même température de radiateur entre le banc thermique et le banc onduleur). Ce recalage est nécessaire afin d'extraire très simplement les pertes dans les composants passifs.

3.4.4.1 Conditions des mesures

La mesure des pertes s'est faite sur un pont (2 modules IGBT et quatre condensateurs) équipé de modules Mitsubishi, et pour quatre conditions de fonctionnement différentes. Durant chaque essai, les pertes ont été mesurées pour deux fréquences de découpage différentes. Les pertes par conduction étant indépendantes de la fréquence de découpage, il est aisé d'extraire de ces mesures les pertes par conduction et les pertes par commutation. La mesure des pertes consiste en la mesure de la puissance absorbée par le pont sur l'alimentation de puissance. Le recalage du banc auxiliaire s'est fait de la manière suivante : pour les conditions nominales d'utilisation du banc onduleur, une mesure de température a été effectuée en deux endroits sur le radiateur (cf. figure III.43).

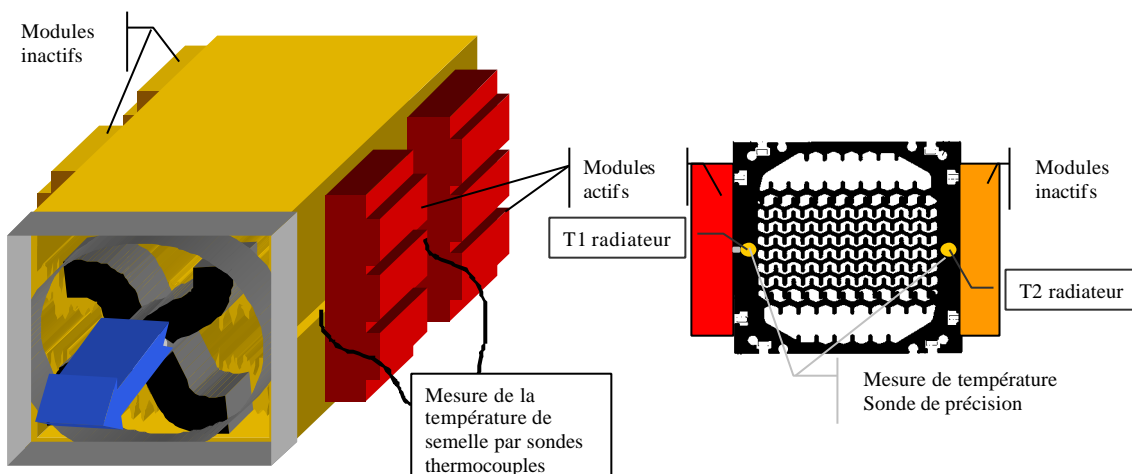


Figure III.34 : recalage thermique du banc auxiliaire : T1 radiateur et T2 radiateur sont identiques sur le banc en opposition et sur le banc auxiliaire.

Sur le banc auxiliaire, où les modules IGBT fonctionnent en émetteur actif, ces deux températures sont obtenues en ajustant le niveau des pertes dans les transistors IGBT. En considérant que les pertes dans les diodes sont très faibles par rapport aux pertes dans les IGBT (cf. tableau III.2), au même point thermique sur les deux bancs (même température de radiateur, même débit de ventilation), la puissance absorbée sur le banc auxiliaire est équivalente aux pertes "silicium" sur le banc onduleur. De plus, sur le banc auxiliaire, sous faible tension, il est possible de faire des mesures de température sur les puces semi-conductrices et sur le substrat.

3.4.4.2 Résultats et commentaires

les mesures de pertes sur le banc nous donnent les résultats suivants:

	Essai N°1 Tension d'alimentation=450V, courant maximal traversant les interrupteurs=50A, $\cos\phi=0$, $\tau_{\text{modulation max}}$, FBF=100Hz, Tsemelle=95°C, Tambiant=20°C		Essai N°2 Idem que pour l'essai N°1 avec Tsemelle=70°C	
F dec (KHz)	15,9 KHz	20,8 KHz	15,9 KHz	20,8 KHz
Puissance (W)	283 W	342 W	267 W	319 W
	Totales	Par interrupteur	Totales	Par interrupteur
Pertes par commutation à 20,8 KHz (W)	250 W	63 W	221 W	55 W
Pertes par conduction (W)	92 W	23 W	99 W	25 W
	Essai N°3 Idem que pour l'essai N°1 avec tension d'alimentation = 300V,		Essai N°4 Idem que pour l'essai N°1 avec Courant maximal traversant les interrupteurs =25A,	
F dec (KHz)	15,9	20,8	15,90	20,80
Puissance (W)	207 W	242 W	143 W	171 W
	Totales	Par interrupteur	Totales	Par interrupteur
Pertes par commutation à 20,8 KHz (W)	149 W	37 W	120 W	30 W
Pertes par conduction (W)	93 W	23 W	54 W	14 W

Tableau III.5 : résultat des mesures de pertes pour un pont équipé de modules Mitsubishi

Concernant l'essai N°1, le recalage du banc auxiliaire nous donne les résultats suivants :

Conditions générales de l'essai	V ventilateur=6,73V, T1 radiateur=85,2°C, T2 radiateur=63,2°C	
Pertes silicium (W)	342 W	
Pertes dans les condensateurs		
	Ic eff (A)	12,5 A
	ESR (ohms)	0,06 Ω
	P(W) totales	37,5 W
Pertes dans les inductances (W)		13 W

Tableau III.6 : mesure de pertes sur le banc auxiliaire, au même point thermique que sur le banc principal

Grâce aux résultats du tableau précédent, il a été possible d'obtenir les pertes par commutation et conduction, pour chaque essai (cf. tableau III.5). On constate entre ces différents essais que :

- Les pertes par conduction diminuent avec la température (essai N°1 et N°2). En effet, pour un courant inférieur ou égal à 50 A, on se situe dans la zone où la diminution de V_{cesat} est plus importante que l'augmentation de la résistance dynamique (cf. datasheet du module Mitsubishi en annexe).
- Les pertes par commutation augmentent avec la température (essai N°1 et N°2). Ceci est dû au fait que les temps de commutation augmentent.

- Les pertes par commutation augmentent avec la tension d'alimentation (essai N°1 et N°3). Il est facile de voir que le ratio entre les tensions est égal au ratio entre les pertes par commutation, pour ces deux essais.
- Les pertes par commutation et par conduction augmentent avec le courant commuté.

La même campagne de mesure des pertes a été menée sur un banc équipé de modules Eupec. Le recalage thermique d'un banc auxiliaire équipé des mêmes modules n'a pas été nécessaire car les composants passifs utilisés lors de ces essais sont identiques sur les deux bancs (banc Mitsubishi et banc Eupec). Les résultats de ces mesures de pertes sont donnés dans le tableau suivant.

Condition de la mesure	Essai N°1		Essai N°2		Essai N°3	
F dec (KHz)	15,9	20,8	15,9	20,8	15,9	20,8
Puissance (W)	287,5	345,5	272,5	325,5	220,5	255,5
	Totales	Par interrupteur	Totales	Par interrupteur	Totales	Par interrupteur
Pertes par commutation à 20 KHz(W)	246 W	62 W	225 W	56 W	148 W	37 W
Pertes par conduction (W)	99 W	25 W	101 W	25 W	107 W	27 W

Tableau III.7 : résultats des mesures de pertes pour un pont équipé de modules Eupec

En comparant les pertes obtenues pour les deux types de modules IGBT, pour les mêmes conditions, on constate que globalement, les pertes obtenues avec les modules Eupec sont très légèrement supérieures (entre 1 et 2% d'écart par rapport à un module Mitsubishi). on peut aussi constater que :

- Les pertes par conduction sont plus élevées avec des modules Eupec,
- Les pertes par commutation sont plus élevées avec les modules Mitsubishi.

Cette différence entre les pertes par commutation et conduction est en accord avec les différences technologiques entre ces deux types de modules IGBT (cf. chapitre II).

La figure suivante nous donne les résultats des mesures de température effectuées sur un module IGBT ouvert et placé sur le banc auxiliaire. Ces températures ont été mesurées grâce à une sonde thermocouple et dans les conditions de l'essai N°1.

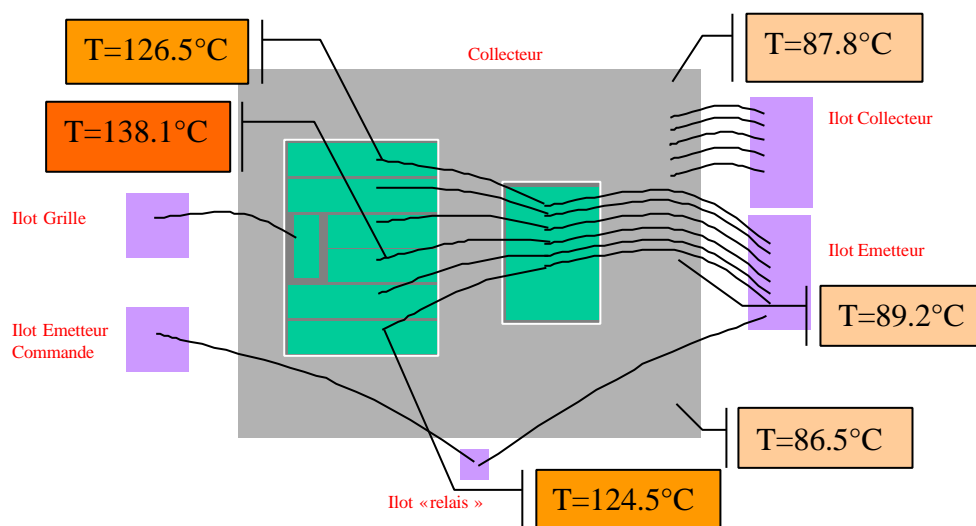


Figure III.35 : mesure de température dans un module IGBT

On constate que le gradient de température sur la puce est important. Ceci est dû au fait que la puce IGBT dissipe plus de pertes qu'en fonctionnement normal (pertes IGBT plus pertes diode). Malgré ceci, la température moyenne sur la puce IGBT est quasiment égale à 125°C.

3.4.5. Conclusion

Nous avons mis au point une nouvelle stratégie de commande pour la méthode d'opposition. Cette stratégie par contrôle des temps de décalage est très performante et simple à mettre en œuvre. Une carte de commande numérique basée sur l'utilisation d'un FPGA a été développée pour la commande d'un pont. Cette carte de commande permet de maîtriser le courant inter-bras, et donc le courant parcourant les interrupteurs de puissance. Ce courant constitue un stress important pour les composants (puces IGBT et diode, condensateurs électrochimiques). Rappelons que la valeur maximale de ce courant a été fixée à 50A (courant spécifié par le constructeur des modules IGBT).

A partir de cette commande en opposition, utilisée sur un pont, il a été possible de mener une campagne de mesures de pertes. Le résultat de cette campagne est que dorénavant, nous connaissons exactement la quantité de pertes au sein du module de conversion et donc la puissance à fournir au montage durant les futurs essais de fiabilité. Ce résultat sera réutilisé lors des simulations thermiques "fines" (entrée pour le modèle thermique, sous REBECA-3D). Les résultats de ces mesures de pertes démontrent, s'il était encore nécessaire, les avantages indéniables de la méthode d'opposition pour ce type d'essai de fiabilité. Nous allons voir que, durant les essais de fiabilité, il est impératif de faire fonctionner les modules IGBT à haute température. Cette température doit être maintenue constante et nous allons voir comment.

3.5. Régulation de la température de semelle des modules IGBT

3.5.1. Introduction : nécessité d'une régulation de température

Durant le fonctionnement d'un composant électronique, celui-ci subit des altérations qui modifient ses propriétés. Ces phénomènes physico-chimiques sont activés par la température. La loi qui régit ces effets est bien connue des fiabilistes : c'est la loi d'Arrhenius[Jensen]. Cette loi a été établie par Svante Arrhenius afin de quantifier le taux de réaction d'un mélange chimique en fonction de sa température. Cette loi est la suivante :

$$r = A \cdot \exp^{-E_a / K T}$$

Avec r : taux de réaction,
 T : température absolue,
 K : constante de boltzmann,
 E_a : une énergie d'activation (entre 0,4 et 1,2 eV),
 A : facteur pré-exponentiel.

Le facteur A peut dépendre de la température. Il est possible d'appliquer cette loi pour quantifier l'accélération des dégradations physico-chimiques subies par un composant, en fonction de la température. La loi d'Arrhenius devient :

$$A_s = A \cdot \exp \left[- \left(\frac{E_a}{K T} \right) \left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1} \right) \right]$$

La détermination de l'énergie d'activation se fait de manière expérimentale, à partir d'essais de fiabilité effectué avec différentes températures et sous les mêmes contraintes électriques. Pour les composants électroniques, on suppose que le taux de défaillance est indépendant du temps durant leur vie dite "utile" [Gigoux], c'est à dire quand on se situe au milieu de la courbe en "baignoire" du taux de défaillance en fonction du temps (cf. figure I.2, page 5). Dans ces conditions, la "loi de mortalité" à laquelle ils sont soumis est une loi de Poisson où le nombre moyen de défaillances attendues est donné par :

$$N = n \cdot \lambda \cdot t$$

Avec N : nombre moyen de défaillances,
 n : nombre de composants soumis au test,
 λ : taux de défaillance,
 t : durée de l'essai.

Prenons le cas où on souhaite faire des essais de fiabilité sur un petit transistor de puissance, ayant un taux de défaillance "estimé" à 10 FIT (Failure In Time), soit $10 \cdot 10^{-9}$ /h, ce qui est une valeur assez courante.

Ce test sera effectué avec une température de puce de 40°C. Sur un lot de 100 composants sous test, pour obtenir un nombre moyen de défaillances de 10, il faudra faire cet essai sur une durée donnée par :

$$t = \frac{10}{100 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 10^7 \text{ heures}$$

soit une durée de test supérieure à 11 siècles. Même en testant 1000 pièces (ce qui représente un nombre de composants considérable), cette durée reste aberrante à l'échelle humaine. Un moyen pour diminuer cette durée de test consiste à faire fonctionner ces composants à une température supérieure à leur température de classe (55°C) par exemple 150°C, afin de diminuer leur durée de vie. Le facteur d'accélération ainsi obtenu entre ces deux températures de fonctionnement est donné par :

$$A_s = A \cdot \exp \left[- \left(\frac{E_a}{kT} \right) \left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1} \right) \right]$$

Avec T1 : température de fonctionnement nominale,

T2 : température de fonctionnement lors des tests de fiabilité.

En reprenant l'exemple précédent, pour une température de test de 150°C, le facteur d'accélération obtenu est de 2240, soit une durée de test de 4464 heures. Dans ces conditions, l'essai est "humainement" et économiquement réalisable. Ceci démontre la nécessité de faire des essais de fiabilité à haute température.

En ce qui concerne le domaine de l'électronique de puissance où les composants semi-conducteurs sont de constitution différente (puce, encapsulation, assemblage...) et ont des régimes de fonctionnement différents (mode de fonctionnement de type "interrupteur"), l'application de cette loi n'a pas encore été prouvée.

Malgré tout, en régime de fonctionnement continu, la température de fonctionnement d'un composant doit avoir une incidence sur sa fiabilité. C'est pourquoi, durant les essais de fiabilité que nous allons mener, la température de fonctionnement des puces semi-conductrices doit être maîtrisée et maintenue constante. Reprenons l'exemple précédent. Nous avons vu que les essais de fiabilité menés sur les composants semi-conducteurs doivent s'effectuer à haute température. Imaginons maintenant un essai de fiabilité au cours duquel la température de fonctionnement des composants diminue de 10%. Cela veut dire que la durée de l'essai, estimée à 4464 heures pour une température de 150°C, pourrait atteindre 10000 heures. Autrement dit, une variation de 10% de la température de fonctionnement au cours du test, équivaldrait à quasiment doubler la durée du test. Les causes d'augmentation de cette température peuvent être multiples : augmentation de la température ambiante, à proximité des composants, évolution des pertes au sein de ces composants, ...

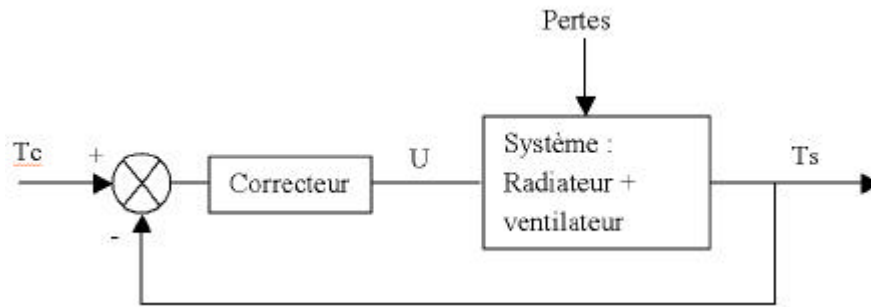
3.5.2. Principe de la régulation de température de semelle des modules IGBT

La température d'une puce est déterminée par deux choses : le point de fonctionnement électrique qui est la source des pertes et le point de fonctionnement du système de refroidissement qui assure l'évacuation de ces pertes. Dans notre cas, le point de fonctionnement électrique est imposé, donc il faut agir sur le système de refroidissement pour maintenir constante la température de fonctionnement des composants sous test. Le moyen d'action à notre disposition est le ventilateur qui permet de modifier le débit d'air dans le radiateur. Nous allons voir dans les paragraphes qui vont suivre comment il est possible de maintenir constante la température des modules IGBT.

3.5.3. Dimensionnement de la régulation de température

La température de fonctionnement des puces semi-conductrices au sein d'un module IGBT peut être modifiée en changeant la température de semelle de ce module. Nous avons vu au paragraphe 3.2.3. traitant du dimensionnement et de la topologie du module de conversion, que les pertes sont identiques pour les puces IGBT d'un même pont. Il en va de même pour les puces diode.

Le but est de réguler la température de semelle des modules IGBT placés sur le même radiateur, en agissant sur le ventilateur. Le schéma bloc de cette régulation est donc le suivant :



Avec T_s : température de semelle des modules IGBT,

T_c : température de consigne,

U : tension du ventilateur.

Cette température de semelle est en fait la somme des températures de semelle des quatre modules IGBT placés sur le radiateur. Cette stratégie de régulation est expliquée dans la suite du chapitre. L'enjeu de ce paragraphe est de déterminer quel correcteur il faut insérer dans la boucle de régulation afin de maintenir la température de semelle des modules IGBT constante.

La détermination de la fonction de transfert du système n'est pas aisée car même s'il est possible de modéliser le radiateur par une résistance thermique (R_{th}) et une capacité thermique (C_{th}), le système est non linéaire : en effet, en boucle ouverte, si on agit sur le débit de ventilation, le coefficient d'échange thermique est modifié, ce qui entraîne une modification de la résistance thermique du radiateur.

La détermination de cette fonction de transfert peut se faire à partir d'une étude de type "boîte noire" : on ne connaît pas l'expression analytique de la fonction de transfert d'un système, mais grâce à plusieurs relevés expérimentaux, il est possible de la déterminer avec plus ou moins d'exactitude. Ces tests ont été effectués sur le système de refroidissement, en boucle ouverte. Les conditions sont les mêmes que lors des essais de validation expérimentale présentés au paragraphe 3.3.2. La figure III.36 représente la réponse du système à un échelon de ventilation.

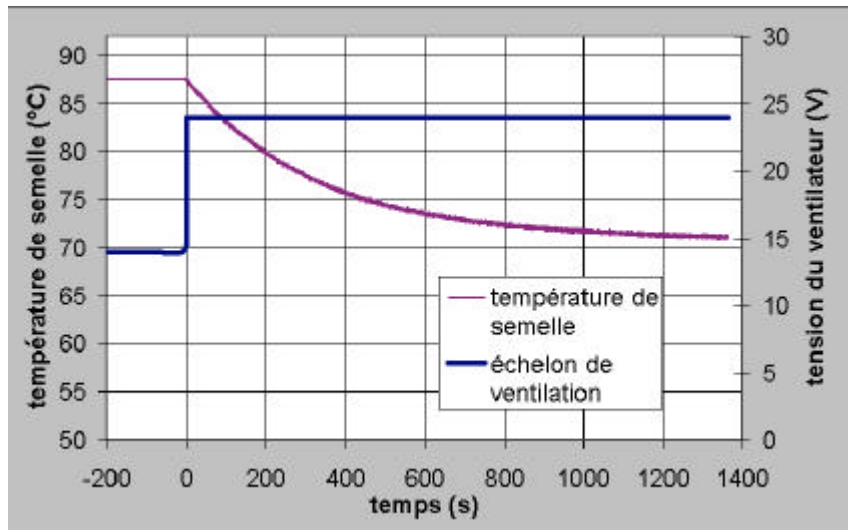


Figure III.36 : Résultat de la caractérisation du système de refroidissement

Le temps de réponse du ventilateur est très petit devant la constante de temps thermique du système. La courbe de température de la figure III.36 est concordante avec une courbe de type "réponse à un échelon d'un système du premier ordre". A partir de ce relevé expérimental, nous pouvons extraire une fonction de transfert pour le système :

$$T_{BO} = \frac{-G}{1 + \tau(q)p}$$

Avec G : le gain du système = $\Delta T_s / \Delta U$,

$\tau(q)$: la constante de temps.

Cette constante de temps dépend du débit de ventilation, et donc de la tension appliquée au ventilateur. On peut assimiler cette constante de temps à un produit de type :

$$\tau(q) = R_{th}(q) \cdot C_{th}$$

Avec $R_{th}(q)$ la résistance thermique du radiateur ventilé et C_{th} , une capacité thermique. La variation de la résistance thermique du radiateur en fonction du débit d'air le traversant est donnée par le fabricant du radiateur. En effectuant d'autres tests, en modifiant l'amplitude de l'échelon de ventilation, nous sommes assurés que seul le terme R_{th} varie en fonction du débit d'air, donc le système à réguler se comporte comme un système du premier ordre, non linéaire.

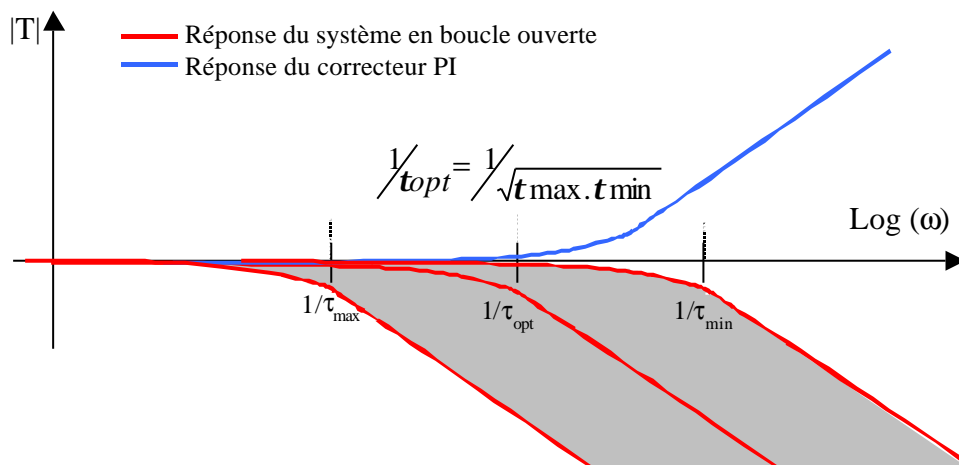
A partir de la datasheet du radiateur, il est possible de dire que la variation de la résistance thermique du radiateur est faible pour une température de semelle élevée (le débit de ventilation est faible) L'écart entre les deux valeurs extrêmes de la résistance thermique est très inférieur à une demi-décade, ce qui veut dire que $\tau(q)$ est compris entre deux valeurs : τ_{min} et τ_{max} . Dans ce cas là, il est possible de corriger le système, de manière efficace, avec un simple correcteur de type PI, dont la fonction de transfert est la suivante :

$$c = K \left(\frac{1 + \tau_i p}{p} \right)$$

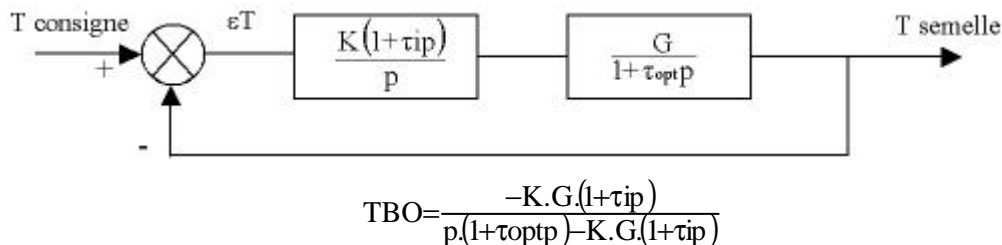
La détermination des paramètres du correcteur peut se faire en plaçant la pulsation de cassure de ce correcteur de différentes manières :

- soit en prenant $1/\tau_i = 1/\tau_{min}$
- soit en choisissant $1/\tau_i = 1/\tau_{max}$
- soit en plaçant $1/\tau_i$ entre $1/\tau_{min}$ et $1/\tau_{max}$

Cette dernière solution présente les meilleures performances sur tout le domaine de variation du système. La figure ci-dessous représente le diagramme de Bode du système et du correcteur.



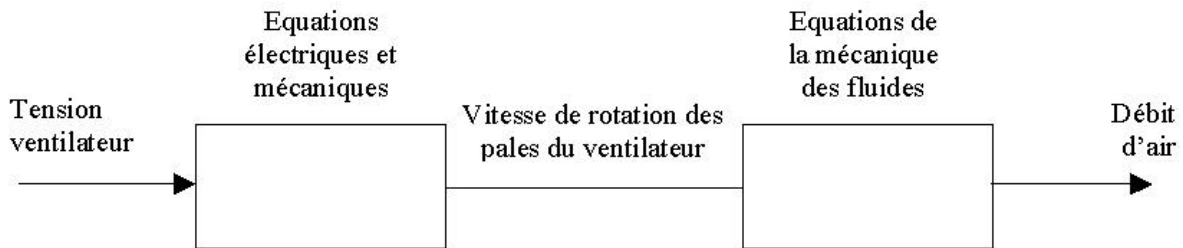
La fonction de transfert en boucle fermée du système est donnée par :



Cette solution est un compromis intéressant en termes de performance du système et de simplicité de la régulation. Néanmoins, le "juge de paix" pour le choix des paramètres du correcteur sera le test expérimental mené sur le système bouclé. Cette étude de type "boîte noire" donne de très bons résultats. A titre purement indicatif, nous avons essayé de déterminer de manière analytique la fonction de transfert du système :

- Concernant le ventilateur : à partir d'une tension U , il est possible de déterminer le débit d'air grâce aux

fonctions de transfert suivantes :



Les constantes de temps électriques et mécaniques du ventilateur sont négligeables devant les constantes de temps thermiques. Une première difficulté consiste à déterminer le débit d'air q en fonction de la vitesse de rotation du ventilateur ω . La résolution de ce problème demande notamment de déterminer les pertes de charge subies par le ventilateur.

- Concernant le radiateur : il faut remonter à la température de semelle des composants, à partir du débit d'air fourni par le ventilateur. Pour ce faire, il est possible d'utiliser des lois liées aux transferts convectifs comme la loi de Newton[Huetz].

$$\phi = h.S.\Delta T$$

Avec ϕ : flux de chaleur,

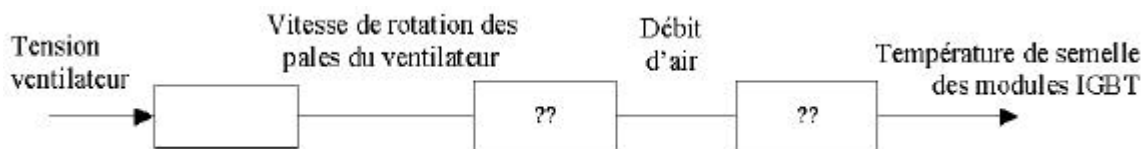
S : la surface d'échange entre le radiateur et l'air,

ΔT : la différence de température entre l'air ambiant et la surface du radiateur,

h : coefficient d'échange thermique.

Une des difficultés, à ce niveau, est de calculer la valeur du coefficient d'échange h . Ce coefficient est déterminé de manière assez empirique car il dépend de beaucoup de paramètres (forme de l'écoulement, caractéristiques du fluide, forme de la zone d'échange...). Pour calculer h , il est possible d'utiliser les "nombres caractéristiques" comme les nombres de Nusselt.

La fonction de transfert du système complet serait donnée par :



Dans cette chaîne, beaucoup de fonctions de transfert sont indéterminées. Le calcul de ces fonctions de transfert peut-être très délicat analytiquement, voir même impossible vu les caractéristiques du système (forme du radiateur, caractéristiques du ventilateur...). Qui plus est, ces fonctions de transfert sont sûrement non-linéaires. La conclusion de ceci est que l'analyse de type "boîte noire" est un bon moyen pour caractériser ce type de système.

3.5.4. Présentation de la carte de régulation

La carte de régulation de température a été réalisée à base de composants analogiques. Le schéma de cette carte est présenté sur la figure III.37. Sur cette carte, la mesure de température de semelle d'un module IGBT est effectuée grâce à une sonde de type PT1000 placée sous le module, à la verticale des puces. Le conditionneur associé à cette sonde se constitue d'un pont de Wheatstone suivi d'un amplificateur d'instrumentation. Le choix des différents composants de cette chaîne de mesure a été fait de manière à minimiser l'auto échauffement de la sonde, tout en ayant des niveaux et une sensibilité corrects.

Pour la régulation, toutes les températures de semelle des modules IGBT sont mesurées. Ceci nous permet d'assurer un bon fonctionnement de la régulation en cas d'arrêt d'un pont. En effet, lorsqu'un défaut apparaît sur un des ponts du module de conversion, ce pont s'arrête, donc la puissance thermique injectée sur le radiateur est divisée par deux. Le but est de permettre à l'autre pont de continuer à fonctionner correctement. Bien entendu, dans ce cas là, la simple régulation d'une moyenne des températures de chaque module IGBT n'est plus valable.

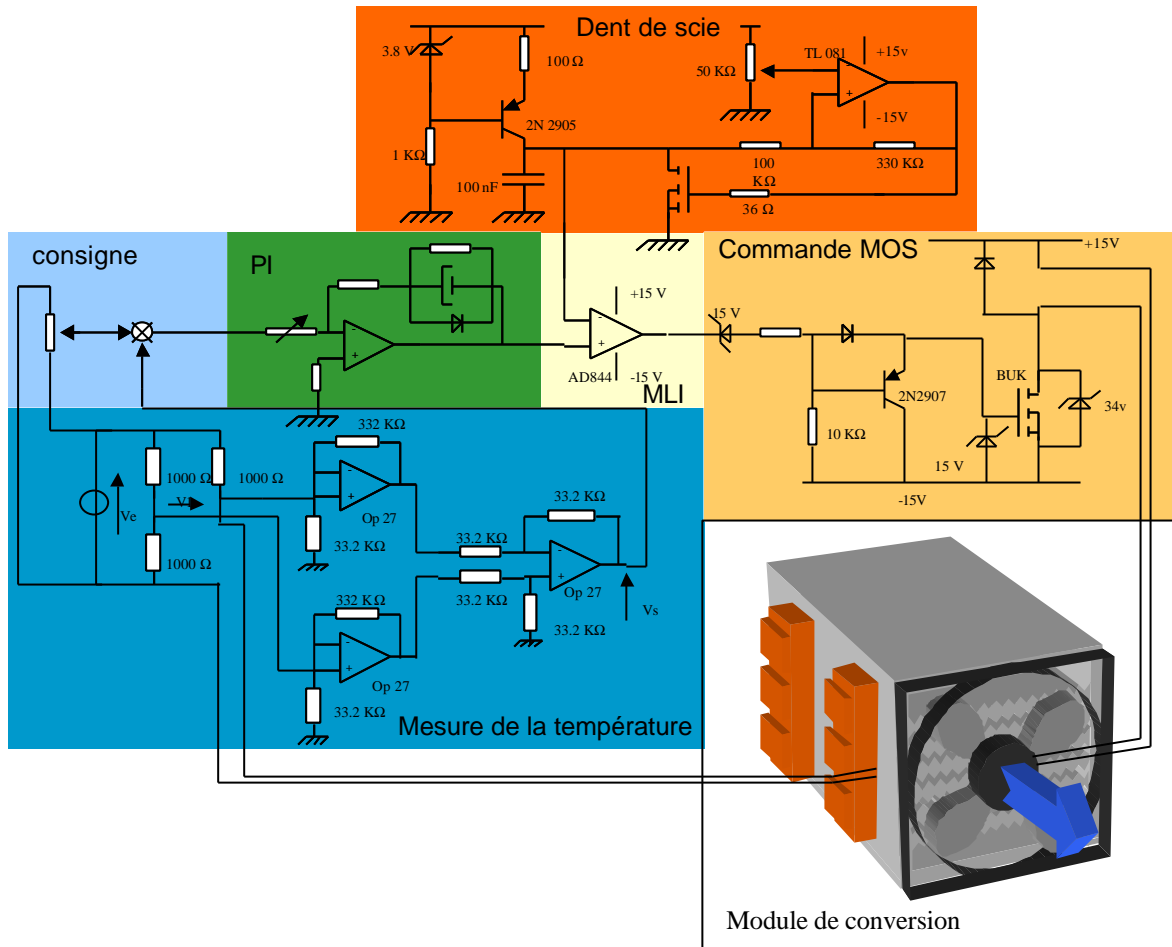


Figure III.37: Schéma de la carte de régulation de température

La température des modules IGBT du pont arrêté va diminuer, donc la régulation de température va agir en diminuant le débit de ventilation et donc provoquer une augmentation de la température des modules en fonctionnement. Ce problème de gestion de la marche et de l'arrêt des ponts a été résolu de la manière suivante : en mode de fonctionnement normal, la carte régule la somme de toutes les températures de semelle mesurées autour d'une consigne TC1. En cas de défaut et d'arrêt d'un pont, les mesures de température des modules IGBT de ce pont seront annulées et la consigne de régulation change. Vu la très grande constante de temps du régulateur, ces permutations sont transparentes pour le correcteur de la boucle. Ces permutations sont possibles grâce à des switchs analogiques et les informations de défaut des ponts 1 et 2, venant des cartes de commande. Des protections par détection de température trop élevée sur les modules ont été ajoutées afin d'informer la carte de commande et le système de surveillance d'un dysfonctionnement du système de refroidissement. La figure III.38 est une photo de cette carte de régulation.

Sur cette carte de régulation sont disposés plusieurs connecteurs :

- Un premier connecteur assurant l'échange d'informations entre la carte de régulation et les cartes de commande du module de conversion. L'échange se fait dans les deux sens : la carte de régulation est informée de l'arrêt d'un pont ce qui permet de reconfigurer la régulation de température et les cartes de commande sont informées du "mauvais fonctionnement" du système de refroidissement (échauffement anormal) et donc arrêtent le pont concerné.
- Deux connecteurs sont prévus pour l'acquisition de données : un pour la mesure des quatre températures de semelle des modules IGBT et l'autre pour les informations de "défaut température" des deux ponts.

Sur cette carte sont présentes aussi, toutes les alimentations auxiliaires du module de conversion, à savoir :

- les alimentations +5V et +/-15V nécessaires à la carte de commande,
- l'alimentation +15V pour les drivers

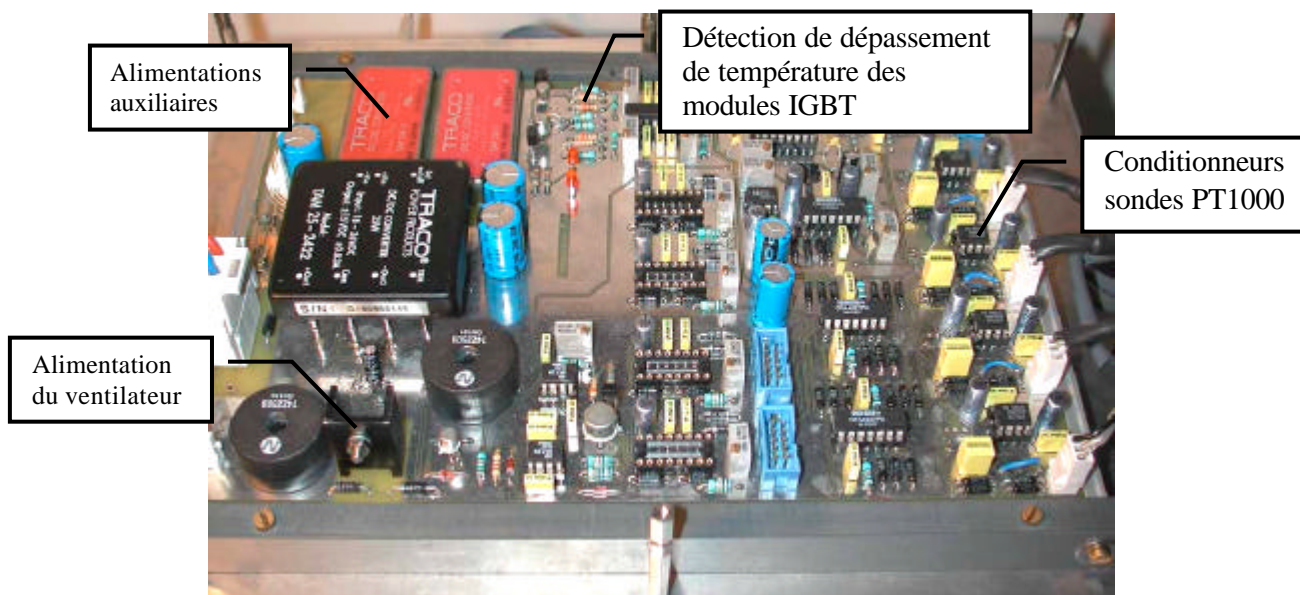


Figure III.38 : carte de régulation de température

3.5.5. Validations expérimentales

Les paramètres du correcteur (K et T_i) ont été ajustés grâce aux potentiomètres disposés à cet effet ainsi que les niveaux de la détection de dépassement de température. Un premier essai a été effectué, avant la réalisation de la carte, afin de valider le principe de la régulation. Cet essai a été réalisé sur le banc auxiliaire (présentation de ce banc au paragraphe 3.3) et pour les conditions suivantes :

Puissance dissipée par les modules IGBT : 75 W/puce IGBT
Température de consigne : 90°C

Cet essai vise à mesurer la réponse à un échelon de puissance du système de refroidissement régulé. Cet essai correspond par exemple au démarrage du module de conversion (mise sous tension). La température a été mesurée de manière manuelle grâce à une des sondes PT1000 placées sous les modules IGBT d'un pont, et associées à leurs conditionneurs. La chaîne de mesure de température a fait l'objet d'une validation, qui n'est pas présentée dans ce mémoire.

Après avoir ajusté les paramètres du régulateur et compensé l'offset du ventilateur, d'autres essais ont été menés, après réalisation de la carte de régulation et sur le module de conversion complet. Les conditions de ces tests sont les suivantes :

Tension d'alimentation	450 V	Fréquence de découpage	20 KHz
Courant inter-bras maximum	50 A	Déphasage courant/tension	90 °
Fréquence de modulation	100 Hz	Consigne de température de semelle	90 °C
Pertes par interrupteur	85* W		

* : cf. résultat des mesures de pertes (paragraphe 3.4.5.2)

Les mesures de température ont été effectuées à partir d'une carte d'acquisition et d'une application développée sous Labview afin de lancer une acquisition de données sur une longue durée et de manière automatique.

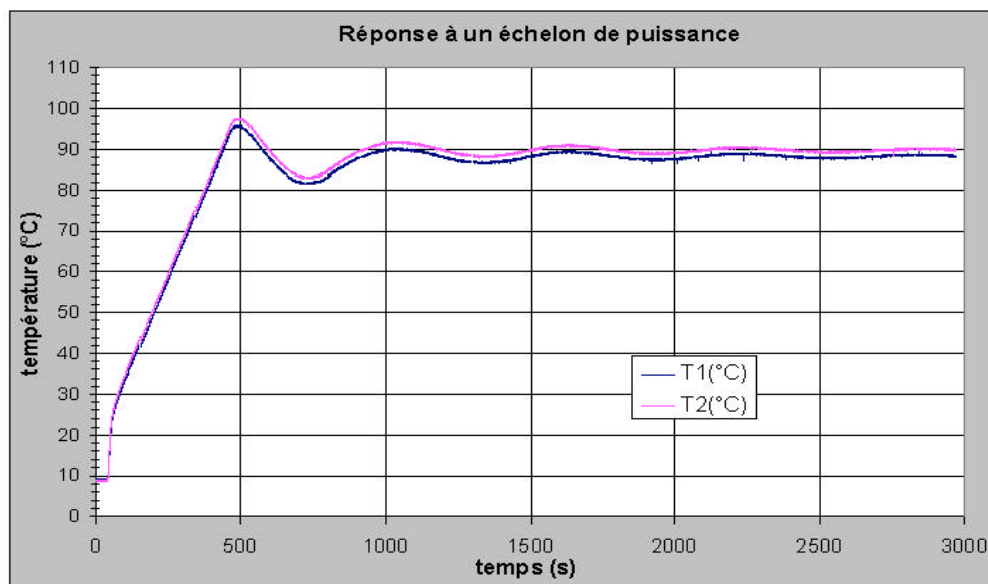


Figure III.39 : Réponse à un échelon de puissance du système de régulation : mesure des températures des deux modules d'un même pont

On constate que la régulation fonctionne correctement (erreur statique faible, temps de réponse court). Nous nous sommes aussi intéressés à la réponse du système à un échelon de consigne de température. La figure suivante nous donne la température des deux modules IGBT d'un pont, lors d'un changement de consigne (de 90°C à 76°C)

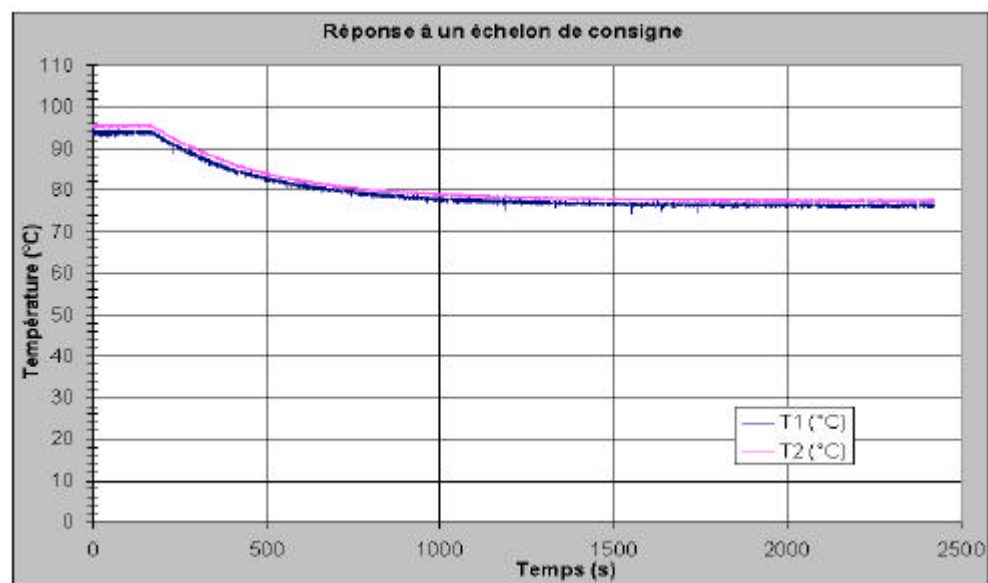


Figure III.40 : Réponse à un échelon de consigne du système de régulation : mesure des températures des modules d'un même pont

Dans ce cas là aussi, la réponse en température est tout à fait correcte. Un dernier essai a été mené afin d'observer comment réagit cette régulation de température en fonction d'une perturbation extérieure au système, à savoir une augmentation de la température de l'air à l'entrée du radiateur. Les résultats de ce test ne sont pas présentés dans ce mémoire mais, on peut affirmer que le système réagit bien par rapport à cette perturbation : l'amplitude du régime transitoire n'est pas importante et la température de semelle des modules IGBT reste égale à la consigne après cette perturbation.

3.5.6. Conclusion

La conclusion de ce paragraphe est que la carte de régulation mise au point pour asservir la température de semelle des IGBT du module de conversion fonctionne parfaitement bien dans le cas d'un échelon de puissance (important ou non), d'une modification de la consigne et d'une perturbation extérieure

au système (augmentation de la température de l'air à l'entrée du radiateur). Les résultats des validations expérimentales nous permettent de dire que la température de fonctionnement des puces sous test (IGBT et diodes) est maintenue constante. Cette affirmation trouve toutes ces raisons au vu des résultats du premier test de fiabilité mené sur le module de conversion. Lors de ce test, présenté au chapitre IV, la température de semelle des modules IGBT est parfaitement constante au cours du temps.

Afin de déterminer avec précision la température maximale de fonctionnement d'une puce IGBT, le gradient de température à la surface de cette puce ainsi que le gradient entre cette puce et le boîtier, une série de simulations couplées (thermique, fluide et électrique) du banc a été réalisée. Cette campagne de simulation a été complétée par une campagne de mesures de température sur le banc auxiliaire, avec un module IGBT décapoté et une caméra infrarouge. Ces deux aspects de la plate-forme thermique mise en œuvre (simulation et thermographie) seront présentés dans les paragraphes suivants.

3.6 Simulations couplées électro-thermo-fluidique

3.6.1 Contexte

Le problème spécifique à nos essais est de faire fonctionner des composants semi-conducteurs à très haute température (150 à 200°C au niveau des puces semi-conductrices). Comme nous l'avons vu dans le chapitre II, la température au sein du boîtier ne doit pas dépasser la température de fusion de la brasure substrat/semelle (180 à 200°C). Cette température est assez difficile à déterminer, d'autant plus que nous n'avons pas beaucoup d'informations concernant les aspects thermiques pour ces composants (résistance thermique des matériaux utilisés dans l'assemblage, température de génération intrinsèque des porteurs dans les puces, gradient de température entre les différentes couches...). Un moyen souvent utilisé consiste à recourir à des moyens de "reverse engineering" afin de définir les différents paramètres des matériaux utilisés, et à des logiciels de simulation utilisant des méthodes de résolutions numériques depuis longtemps éprouvées, telles que les éléments finis, les différences finies, les éléments de frontières...

Dans un souci de connaître le comportement thermique des composants de puissance à haute température (température de jonction maximale, résistance thermique, évolution de cette résistance thermique...), nous avons mis en place au laboratoire une plate-forme thermique très complète. Cette plate-forme est constituée de deux parties bien distinctes : une première consacrée à la simulation des phénomènes de conduction thermique, composée d'un logiciel de simulation de type éléments de frontière (REBECA-3D™), associé à Matlab™ pour le calcul des pertes, et une deuxième partie consacrée aux mesures de température par différents moyens : sonde thermocouple, caméra infrarouge et système d'acquisition post traitement des images infrarouges.

La première étude menée sur cette plate-forme a porté sur le module de conversion équipé de modules Mitsubishi. Elle a été menée avec la société Epsilon, développeur du logiciel REBECA-3D, dans le cadre du DEA d'Hervé FERAL. Ces travaux ont donné lieu à deux publications [Feral1] et [Feral2]. Dans ce paragraphe, nous allons uniquement exposer le principe de cette plate-forme de simulation, avec les principaux résultats.

3.6.2 Présentation de la plate-forme de simulation

Cette plate-forme est constituée de différents logiciels articulés autour d'un logiciel de simulation des transferts conductifs : REBECA-3D™. Le principe de cette plate-forme est représenté sur la figure III.41.

Le logiciel REBECA-3D est un logiciel développé par la société Epsilon Ingénierie[Feral3]. Il est destiné à l'analyse des transferts conductifs de chaleur dans les structures tridimensionnelles. Il permet des études en régime transitoire et permanent. Il peut prendre en compte les variations des propriétés des matériaux en fonction de la température. Sa particularité réside dans le fait qu'il utilise la méthode des éléments de frontières. Cette méthode de résolution limite le nombre de mailles du système et donc permet de faire des simulations très rapidement avec un fort facteur d'échelle : jusqu'à 10^6 , c'est à dire qu'il est possible de simuler de la puce silicium au système complet. REBECA-3D est compatible avec des logiciels de simulation électrique (Saber, SPICE...) et thermomécanique (ANSYS). Il peut aussi être interfacé avec d'autres logiciels tel que Matlab™ et FLOTHERM™

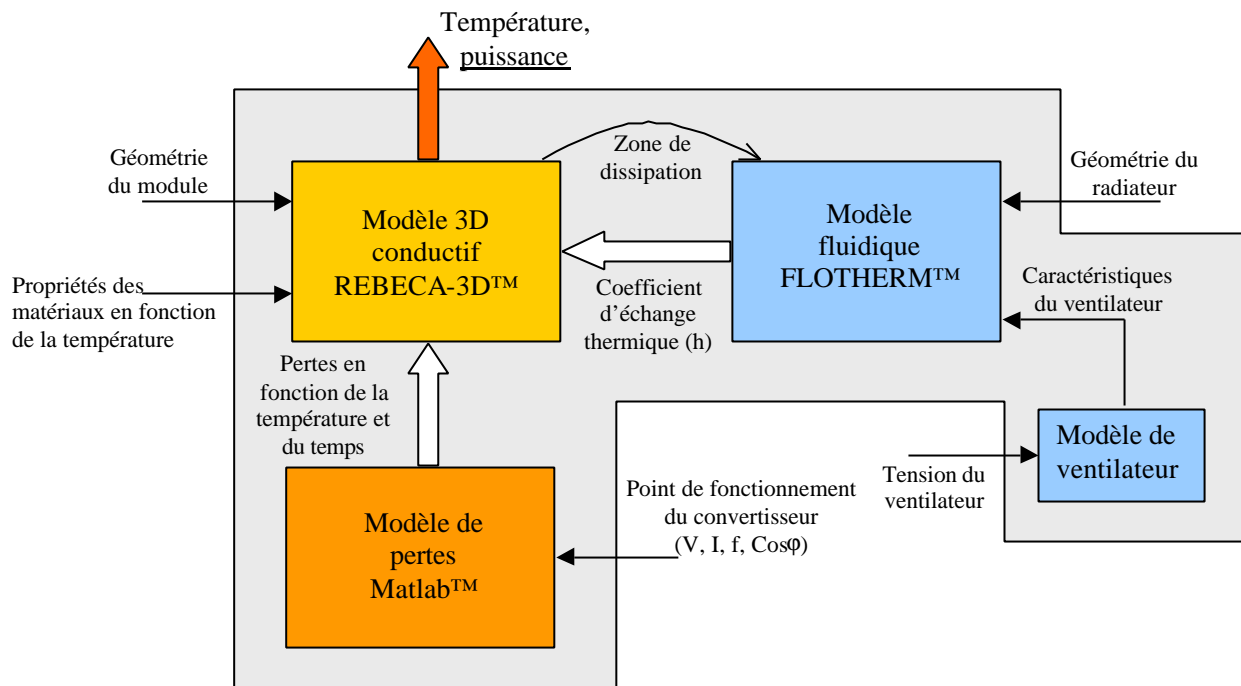


Figure III.41 : plate-forme de simulation électro-thermo-fluidique

FLOTHERM™ est un outil d'analyse thermique et fluide dédié à l'électronique et distribué par la société FLOMERICS. Il fournit à la fois une étude complète de l'écoulement fluide et une analyse thermique de ces phénomènes. Il utilise la méthode de résolution dite Approche Volumes Finis [Feral]. Ce logiciel permet d'obtenir les coefficients d'échange thermique (h) localisés à partir des caractéristiques du système de refroidissement (radiateur, ventilateur). Ces coefficients sont ensuite importés sous REBECA-3D™, sous la forme de conditions aux limites.

Le logiciel Matlab™ est utilisé pour effectuer le calcul des pertes dans les composants de puissance, à partir du point de fonctionnement électrique et de modèles électrothermiques. Ces modèles sont détaillés dans le rapport de stage d'Hervé Feral [Feral]. Les pertes ainsi calculées, sont ensuite utilisées par REBECA-3D™.

L'utilisation de tous ces logiciels permet de faire des simulations très complètes au niveau du packaging du module IGBT, en incluant les aspects électrothermiques des puces silicium et le comportement du système de refroidissement.

3.6.3 Principe de la simulation couplée

Ce type de simulation se déroule en plusieurs phases. Dans un premier temps, il faut modéliser le module IGBT et une partie du radiateur sous REBECA-3D™. Cette modélisation consiste à entrer le design du module IGBT ainsi que les caractéristiques des différents matériaux le constituant. Lors de cette étape, plusieurs techniques de "reverse ingenering" sont utilisées pour connaître les dimensions des différentes parties du module IGBT, telle que l'imagerie sous rayon X, l'utilisation d'un microscope confocal [Feral3]...

Ensuite, il faut déterminer par une simulation unique sous FLOTHERM™, les coefficients d'échanges thermiques entre l'air ambiant et le radiateur. Ces coefficients sont ensuite ramenés de manière locale, au niveau de la partie du radiateur simulé sous REBECA-3D™. Pour exécuter cette simulation, il faut fournir à FLOTHERM les caractéristiques du ventilateur et la géométrie du radiateur. A partir d'un modèle de ventilateur, il suffit d'entrer la tension d'alimentation du ventilateur pour obtenir son point de fonctionnement (débit, pertes de charge).

Une autre étape consiste à calculer sous Matlab™, les pertes du module IGBT. Ce calcul est effectué à partir de modèles électrothermiques des pertes des puces silicium (IGBT et diode), paramétrés à partir de relevés expérimentaux obtenus sur le module de conversion (mesure de perte en fonction de la température

grâce à la méthode d'opposition, cf. paragraphe 3.4.5) Il suffit d'entrer le point de fonctionnement électrique de l'onduleur (tension d'alimentation, courant de sortie, fréquence de découpage, fréquence de modulation, $\cos\phi$) pour obtenir les pertes en fonction du temps. Ces modèles électrothermiques sont détaillés dans le rapport de stage d'Hervé Feral [Feral]. Les pertes ainsi calculées, sont ensuite utilisées par REBECA-3D™.

Enfin, il faut lancer les simulations sous REBECA-3D™ pour fournir la température des puces à Matlab™ et ainsi obtenir le flux thermique injecté sur chaque puce et le champ de température dans le boîtier, par exemple.

3.6.4 Principaux résultats expérimentaux et discussion

Le premier objectif est de valider les différents modèles utilisés lors de ces simulations (modèle thermique, modèle convectif, modèle de perte...) Dans un premier temps, un essai a été mené sur le banc auxiliaire (exposé au paragraphe 3.3.2.1) avec comme conditions, une puissance injectée sur les puces IGBT de 50W et une température de semelle des modules de 65°C. Une mesure de température avec la caméra infrarouge nous permet d'obtenir une vision globale du champ de température à l'intérieur d'un module IGBT. Lors de cet essai, un des modules présent sur le banc est ouvert, le gel silicone a été enlevé et la surface du module IGBT a été recouverte d'une peinture à émissivité contrôlée. L'étalonnage de l'émissivité de cette peinture a été effectué avec la caméra et un thermomètre "étalon". Le résultat de ces mesures de température est confronté aux résultats de simulation obtenus sous REBECA-3D, pour les mêmes conditions de fonctionnement (figure III.42).

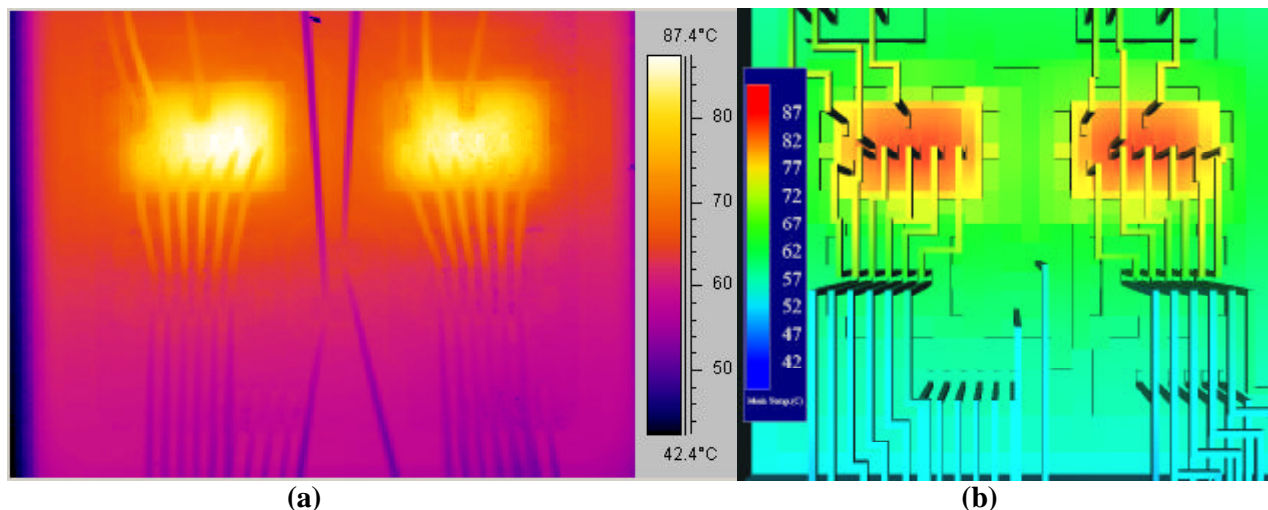


Figure III.42 : résultat de la thermographie infrarouge (a) et de la simulation REBECA-3D (b) pour les mêmes conditions (50W/puces IGBT et une température de semelle de 65°C)

On constate une très grande concordance entre le résultat de la simulation et le relevé expérimental. Cette concordance est valable sur toutes les couches du module IGBT (silicium, métallisation, substrat), ce qui nous permet de valider complètement les différents modèles choisis (modèle REBECA-3D, Modèle FLOTHERM, modèle de pertes). Ce résultat est une bonne base pour construire un "laboratoire thermique virtuel". Ce laboratoire peut nous permettre, en changeant les contraintes, de voir comment évoluent les températures (gradient de température sur une puce, résistance thermique, température de semelle...) au sein d'un module IGBT. Les deux résultats de simulation qui suivent en sont deux exemples.

L'objectif de la simulation qui suit, est d'obtenir la carte de température du module de conversion, en régime de modulation sinusoïdale. Les conditions de la simulation sont les suivantes :

- Tension d'alimentation = 450V,
- Courant maximal en sortie d'un bras = 50A,
- Fréquence de découpage = 20KHz,
- Fréquence de modulation = 50Hz,
- $\cos\phi = 0$,
- Tension ventilateur = 7V.

Le résultat de cette simulation est présenté sur la figure III.43

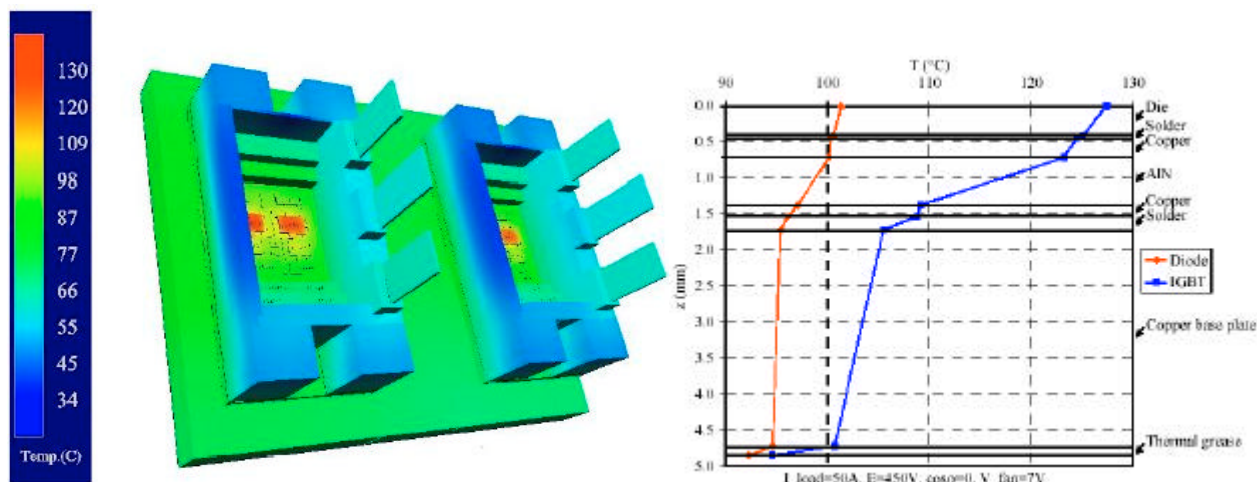


Figure III.43 : champ de température pour un pont en fonctionnement modulé et température sous une puce IGBT et diode

Ces résultats de simulation dynamique devront être confrontés à des relevés expérimentaux effectués avec la caméra infrarouge. En statique, en appliquant le même flux de pertes sur les modules montés sur le banc thermique, on retrouve quasiment les mêmes résultats. En dynamique, cette validation devra être faite en effectuant un relevé de température avec la caméra infrarouge, sur un module IGBT ouvert fonctionnant en commutation. Cet essai sera réalisé avec un pont complet sur lequel une fenêtre sera découpée sur le Bus bar de puissance et qui fonctionnera avec les mêmes conditions que la simulation. Cet essai sera fait ultérieurement.

Enfin, le troisième objectif est de faire des simulations lors des phases dynamiques. A partir des conditions de fonctionnement ci-dessus, il est possible de faire varier la fréquence de modulation et donc de déterminer l'ondulation de température au niveau des puces du module. La figure III.44 nous donne l'ondulation de température des quatre puces d'un module pour une fréquence de 50Hz (cas précédent) et la valeur de ces ondulations en fonction de la fréquence de modulation de l'onduleur.

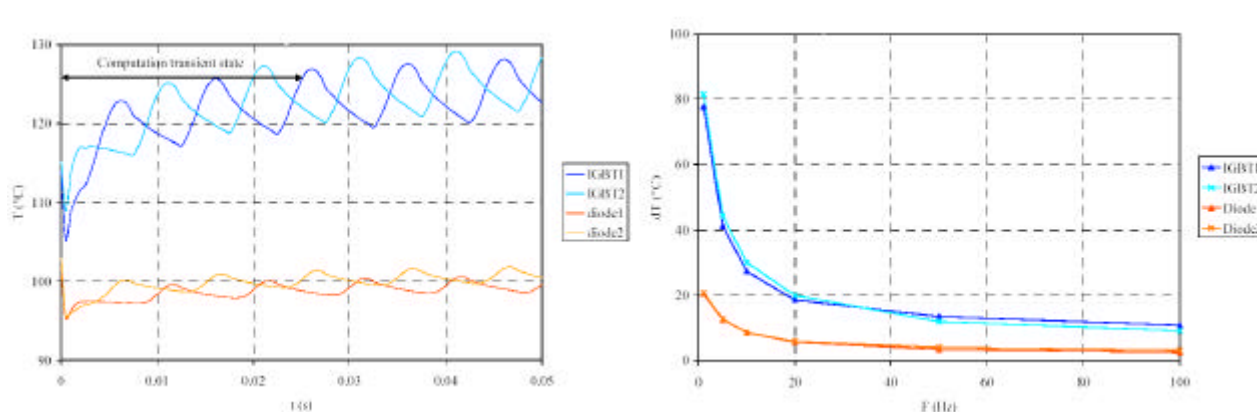


Figure II.44 : ondulation des températures de jonction des quatre puces d'un module (a), ondulation de température en fonction de la fréquence de modulation

On constate que pour une fréquence de modulation de 50 Hz, l'ondulation de température pour une puce IGBT est de 17°C. Cette ondulation n'est plus que de 10°C pour une fréquence de 100Hz. Cette simulation est très intéressante car elle nous montre que pour une gamme de fréquence de modulation très faible (0, 20Hz), l'ondulation de température des puces IGBT est très importante. Cette ondulation de température peut créer des efforts thermo-mécaniques importants au niveau des brasures puce/substrat et au niveau des bondings d'émetteur. Les mécanismes de vieillissement de ces connexions sont connus (cf. chapitre II), par contre il serait intéressant de déterminer le taux de défaillance de ce type de composant (module IGBT standard, moyenne puissance), vis-à-vis de ce stress. Ces travaux font partie de nos perspectives.

3.7 Thermographie infrarouge et bilan thermique

3.7.1 Objectifs

L'objectif des essais menés sur le banc thermique avec la caméra infrarouge est de mieux cerner la capacité de fonctionnement à haute température de la puce IGBT au sein de son assemblage. Concrètement, il s'agit de déterminer comment varie la température de jonction et la résistance thermique jonction/boîtier en fonction du flux thermique et de la température de semelle du composant. Lors de ces essais, plusieurs paramètres seront observés comme le gradient de température à la surface d'une puce IGBT, le gradient entre la température maximale pour une puce et la température de boîtier ... A l'issue de ces essais, il nous sera possible de calibrer le paramètre "température" pour nos essais de fiabilité accélérés, sans tomber en régime extrême (emballement thermique d'une puce).

3.7.2 Protocole des essais

Ces essais se sont déroulés sur le banc thermique défini au paragraphe 3.3.2.1. Comme précédemment, un module IGBT est ouvert et l'intérieur du module est peint. Durant la première campagne, le flux thermique au niveau des puces IGBT sera maintenu constant (75W/puce) et la température de socle des modules augmentera au fur et à mesure. A chaque fois, une image sera prélevée et permettra de mesurer différentes grandeurs :

- La température moyenne sur la puce ainsi que la température maximale,
- La résistance thermique entre la surface d'une puce IGBT et le socle (par rapport à la température moyenne et maximale).

La température de socle des modules IGBT est obtenue grâce à une sonde thermocouple calibrée et placée au milieu du socle, entre la puce IGBT et la puce diode, dans une rainure faite sur le radiateur.

La deuxième campagne est faite en fixant le débit de ventilation afin d'obtenir une température de semelle modérée (entre 60 et 70°C) et en faisant varier le flux de perte. Les pertes pour une puce sont obtenues en ajustant la tension aux bornes de la puce par le potentiomètre, à courant donné (cf. figure III.25).

3.7.3 Résultats principaux

3.7.3.1 Pour un flux constant (75W/puce)

La figure III.46 nous donne l'évolution de la température de jonction ainsi que de la résistance thermique (moyenne et maximale) en fonction de la température de semelle du module IGBT.

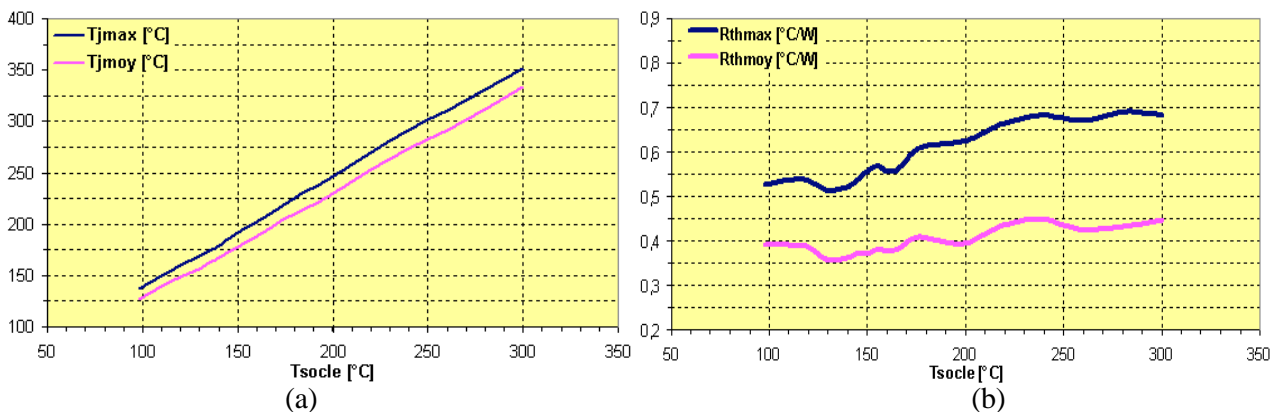


Figure III.46 : évolution de la température de jonction (a) et de la résistance thermique (b)(moyenne et maximale) en fonction de la température de semelle

On constate que T_{jmax} et T_{jmoy} suivent la température de socle avec une loi quasi-proportionnelle sur toute la plage de test (t_{socle} entre 100°C et 300°C). Ce comportement se traduit également par une résistance thermique moyenne de puce assez peu variable ($0,37^{\circ}\text{C/W} < R_{th_{moy}} < 0,44^{\circ}\text{C/W}$) tout à fait conforme à la valeur donnée dans la datasheet du module IGBT ($0,43^{\circ}\text{C/W}$). La résistance thermique moyenne ($R_{th_{moy}}$) augmente de 13% sur l'intervalle $200^{\circ}\text{C} < T_{socle} < 300^{\circ}\text{C}$, Ceci est dû au fait que la conductivité thermique du silicium diminue avec la température selon la loi :

$$\lambda_{\text{silicium}} = 150.(T/300)^{-4/3}$$

les calculs montrent ainsi que $\lambda_{\text{silicium}}$ décroît de 23% sur l'intervalle considéré ; de même la conductivité thermique de l'AlN décroît selon une loi en $T^{1.5}$ au delà de 200°C. Pour les brasures nous n'avons aucune information précise. Cependant, ces phénomènes conductifs sont atténués par la présence d'un flux de convection entre la puce et l'ambient qui ne peut pas être négligé ici compte tenu de la haute température de puce d'une part, et de la configuration module ouvert sans gel d'autre part. Par conséquent, un module fermé utilisé dans les mêmes conditions serait sujet à une augmentation de R_{th} beaucoup plus élevée, de 20 à 30% sans doute. Le même essais serait envisageable en utilisant un module fermé et Vge comme paramètre thermo-sensible.

On constate aussi que $R_{th_{max}}$ augmente selon la même tendance ce qui montre bien que le gradient de température reste bien maîtrisé et de faible valeur : de 15°C à 20°C pour la plage de température. Ceci tient du fait que le flux thermique appliqué sur la puce est modéré. Une formule empirique nous permet de calculer ce gradient sur la puce [Kraus] :

$$\Delta T = P/(8 \lambda_{\text{silicium}} L)$$

P : flux total appliqué uniformément,

λ : conductivité à la température moyenne de la puce,

L : longueur équivalente au côté de la puce.

En appliquant cette formule sur les puces du module (6mm de longueur et 9mm de largeur) et pour une température de 250°C, on obtient un gradient de 17,2°C.

3.7.3.2 Pour un débit de ventilation constant

La figure suivante nous donne l'évolution de la température de jonction moyenne et maximale ainsi que de la résistance thermique maximale en fonction du flux thermique injecté sur une puce IGBT.

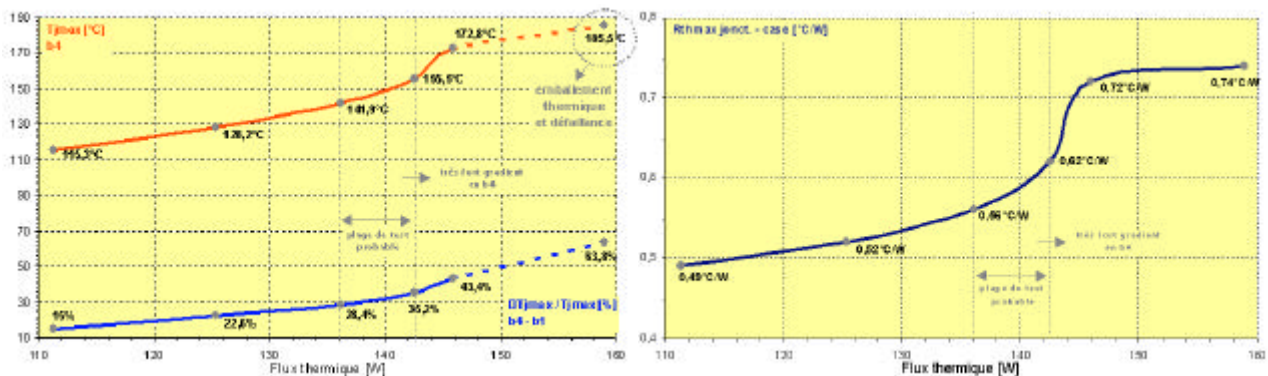
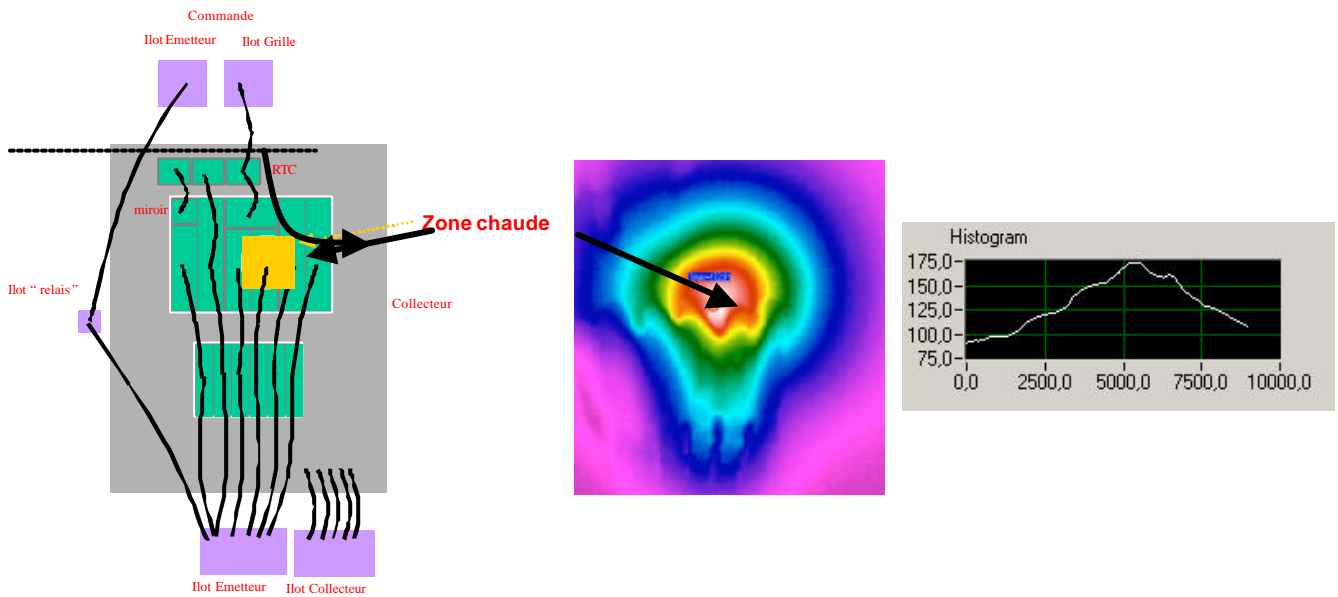


Figure III.47 : évolution de la température de jonction (moyenne et maximale) (a) et de la résistance thermique maximale (b) en fonction du flux thermique

On constate que le gradient de température est nettement croissant avec le flux, en raison d'une part de la géométrie initiale de la puce (volume fini avec effet de bord) et d'autre part en raison d'un flux appliqué non totalement homogène au niveau des métallisations, même si la densité de courant est ici très faible ($\approx 13\text{A}/\text{cm}^2$). Le gradient mesuré suit ainsi une évolution pratiquement linéaire de 0,55°C/W jusqu'à 142°C. La résistance thermique calculée entre le point le plus chaud et le socle présente une dérivée relativement modeste de 0,003°C/W².

Ce gradient croissant provoque l'apparition une zone chaude autour de b4 de 1,2 mm de côté environ. Le relevé de température présenté sur la figure III.48 le montre bien.



Relevé infrarouge

localisation du point chaud

Figure III.48 : relevé de température pour un flux de 146 W/cm^2 et une température de semelle de 67°C (point avant la défaillance)

A haute température, la résistivité du cristal semi-conducteur (Si) cesse de croître : la concentration intrinsèque de porteurs générés par effet thermique n'est plus négligeable par rapport aux concentrations extrinsèques présentes dans les différentes couches semi-conductrices (P^+ , N^- , ..) du composant. La température critique correspond à une génération thermique de porteurs prépondérante dans les bandes de conduction, les porteurs sont largement en excès, et par conséquent une forte réduction de la résistivité du cristal semi-conducteur apparaît : c'est l'effet de "résistance négative". Selon la littérature, cette température est véritablement une donnée intrinsèque au dispositif et repose sur les valeurs de concentration en impuretés de type P et de type N. La tension étant imposée aux bornes de l'ensemble des cellules en parallèle constituant l'IGBT, les cellules concernées par cette "résistance négative" vont subir un flux thermique encore plus élevé que les autres cellules avec un resserrement des lignes de courant au niveau de ces cellules, conduisant à l'emballement thermique et à la fusion locale de la métallisation à 600°C puis du cristal selon un chemin vertical vers 1300°C .

La lecture des courbes montrent que ce gradient croît fortement à partir de 155°C , 142W avec une évolution de $1,7\%/W$, la résistance thermique présente quant à elle une dérivée multipliée par 10, très forte, de $0,03^\circ\text{C/w}^2$, ce qui annonce l'emballement thermique local qui a été mesuré et visualisé à 185°C . Pour nos essais de fiabilité, nous allons bien entendu nous placer en deçà de cette température et donc imposer une température de jonction inférieure à 155°C . Conformément à ce résultat, la figure III.49 nous donne le relevé thermo-graphique obtenu pour une température de jonction moyenne de 150°C et un flux de perte de 75W .

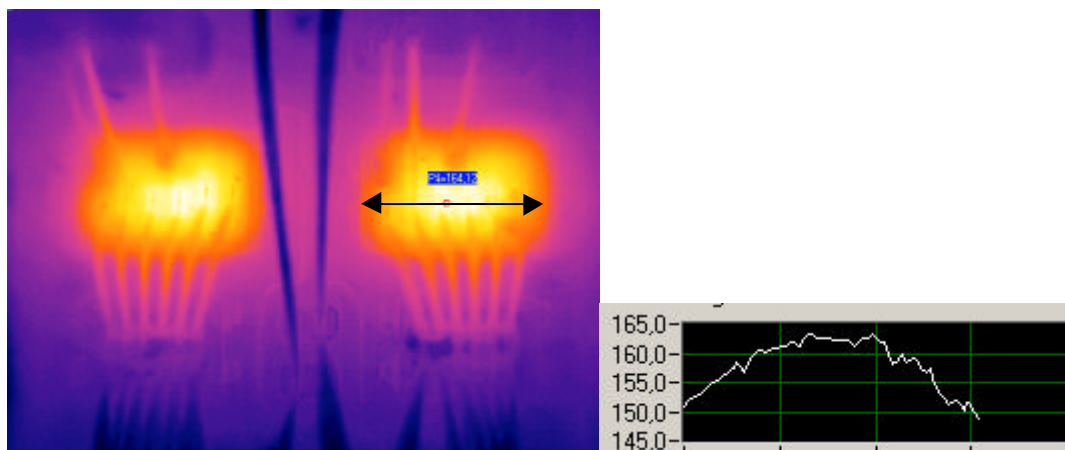


Figure III.49 : image thermique des deux puces IGBT d'un module, obtenu pour une température de socle de 124°C et 75W de perte

On constate que pour ces conditions, la température maximale à la surface des puces IGBT avoisine les 165°C, avec une température moyenne de 155°C. Le gradient de température à la surface de ces puces est faible (15°C soit 9,6% de $T_{j_{moy}}$) et sur cette image, il est possible de voir les bonding et les contours de la puce car ces contours, n'étant pas une surface active de la puce, sont moins chaud (150°C).

Lors de cet essai, nous avons quasiment atteint la température limite admissible pour nos essais de fiabilité. En effet, la température de fonctionnement maximale pour une puce IGBT placée dans un module est définie par la température de fusion des brasures puce/substrat. Ces brasures sont constituées, en général d'étain avec des températures de fusion relativement basses (180 à 200°C). Lors de nos essais, il serait préférable de rester en deçà de cette température afin de ne pas provoquer la fusion de ces brasures. De plus, ce relevé a été réalisé sur un module IGBT ouvert. Dans la réalité, avec un module fermé, la température à l'intérieur sera légèrement plus élevée (avec un module ouvert, le phénomène de convection naturel est présent).

La conclusion de ces essais est que le module IGBT se comporte correctement à haute température. Le gradient reste maîtrisé sur une large plage de température (200 à 300°C) Ceci tient du fait que le flux thermique appliqué sur la puce est modéré.

3.7.4 Bilan thermique

Tout au long de ce paragraphe consacré aux aspects thermiques du module de conversion, nous avons essayé de fixer et de déterminer de manière précise la température maximale admissible pour une puce IGBT qui sera soumise à nos essais de fiabilité. Cette détermination a nécessité de s'intéresser à tous les éléments de la chaîne de transfert thermique : du système de refroidissement (dimensionnement), au packaging du module IGBT, jusqu'à la puce IGBT. A partir de ces travaux, il est possible de dresser le bilan suivant :

	Valeur minimale	...	Valeur maximale
T puce IGBT	93°C	...	140°C
T boîtier	65°C	...	110°C
Résistance thermique	0,37	...	0,4
Résistance thermique du radiateur	0,065	...	0,131
Pertes	75W/puce IGBT	>75W/puce IGBT (à mesurer)

Tableau III.8 : bilan thermique

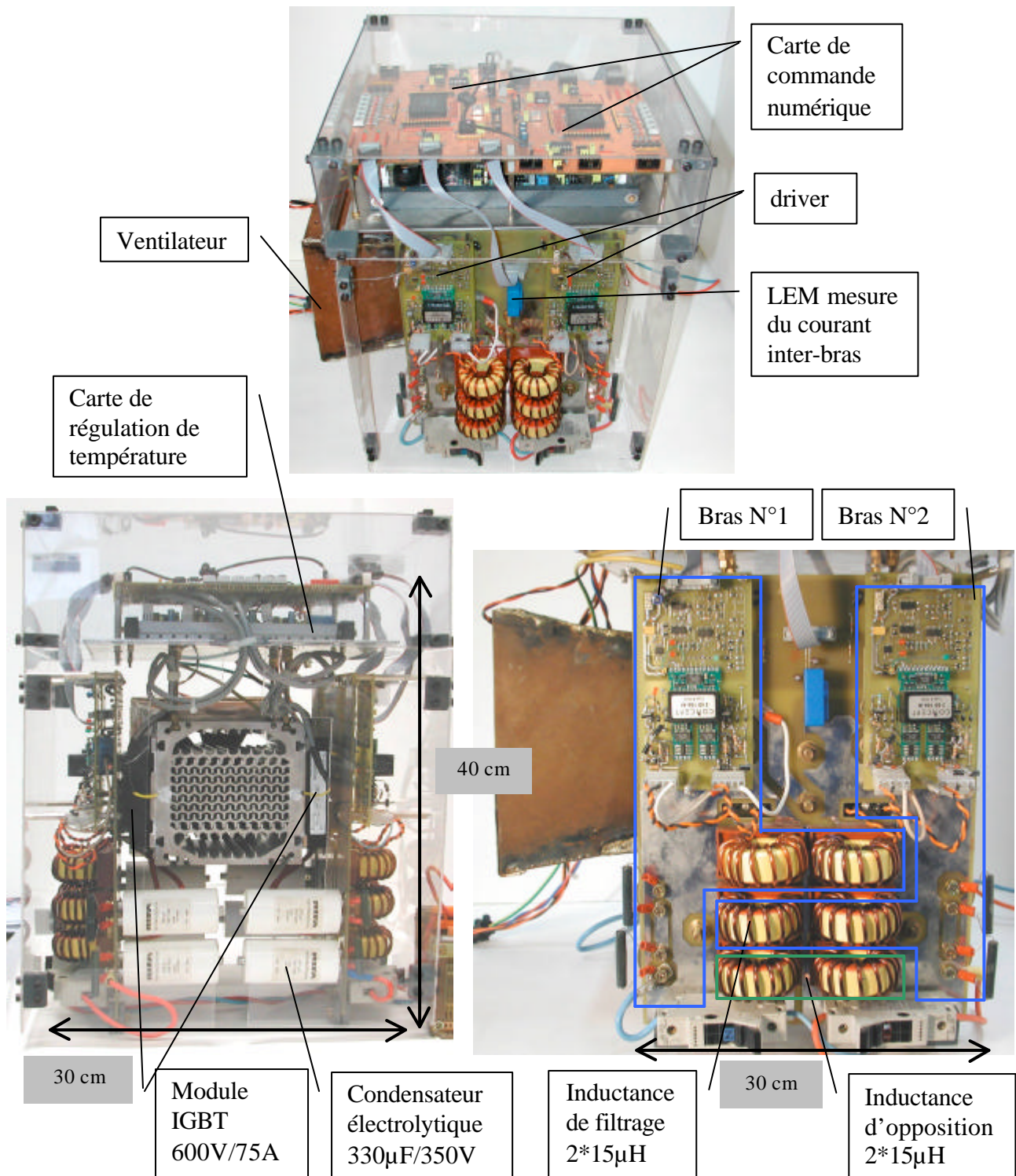
Enfin, il est possible de déterminer les conditions thermiques que nous adopterons pour les futurs essais de fiabilité :

$$\begin{aligned} T_{\text{jonction IGBT max}} &= 150^{\circ}\text{C} \\ T_{\text{jonction IGBT moyen}} &= 140^{\circ}\text{C} \\ T_{\text{socle}} &= 110^{\circ}\text{C} \end{aligned}$$

3.8. Assemblage et réalisation du module de conversion

3.8.1 Réalisation pratique

Après avoir dimensionné et conçu tous les éléments du module de conversion, ce dernier a été assemblé et testé. La figure III.50 nous montre ce module de conversion comme il a été défini au début de ce chapitre.



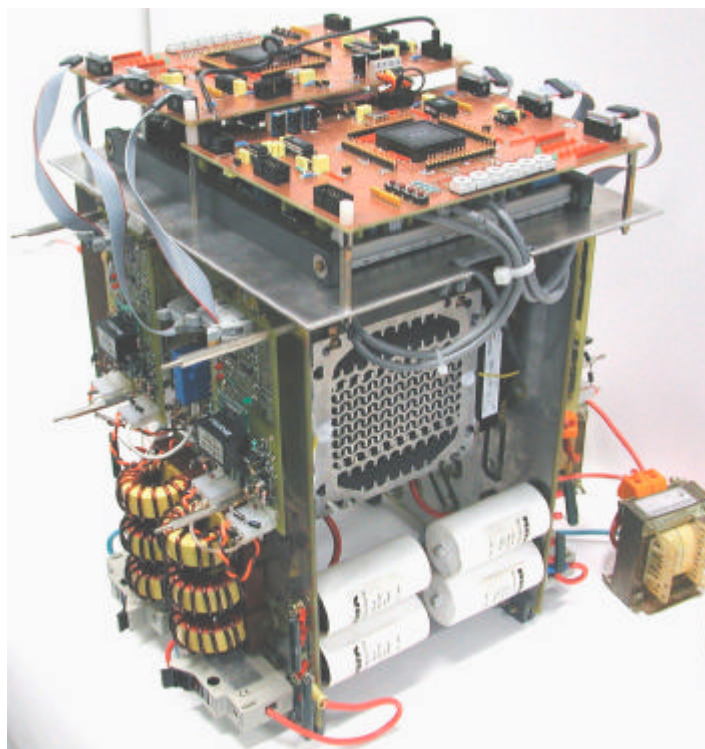


Figure III.51 : vue d'ensemble du module de conversion

3.8.2 Influence de l'apparition d'un défaut sur un pont

3.8.2.1 Introduction : la théorie des dominos

Nos essais de fiabilité vont porter sur un nombre important de modules IGBT. Ceci veut dire que le futur banc de test se composera d'un nombre important de ponts connectés sur la même alimentation. Typiquement, nous visons 80 modules IGBT donc 20 modules de conversion comme celui présenté sur la figure III.51.

Durant ces essais de fiabilité, des modules IGBT vont entrer en défaillance. Vu la structure de puissance et le principe de la commande de ces ponts, la défaillance d'une puce ou la coupure d'un défaut peut entraîner des régimes transitoires très importants et non maîtrisés (surtension, surintensité due notamment aux filtres d'entrée de chaque cellule). Ces régimes transitoires peuvent se propager à d'autres ponts connectés sur la même alimentation. La plupart des défauts qui surviendront sur les modules IGBT se produiront après une longue période de fonctionnement. Il y a donc une forte probabilité que, si l'on n'y prend pas garde, l'apparition et la coupure d'un défaut sur un pont puisse précipiter la défaillance de modules IGBT situés sur des ponts proches.

Il est primordial, à ce niveau de la conception du module de conversion, de s'intéresser aux problèmes de "voisinage" entre plusieurs ponts connectés sur la même alimentation.

3.8.2.2 Présentation des phases de simulation

D'après l'AMDEC de la cellule de commutation, il existe quatre modes de défaillance :

Défaut d'ouverture	diode	
	IGBT	
Défaut de court-circuit	IGBT	Type I
	IGBT et diode	Type II

La stratégie adoptée pour aborder ce problème est la suivante :

- Ces quatre modes de défaillance seront simulés sous Saber à l'aide de modèle comportemental (IGBT et diode, cf. chapitre II, paragraphe 2.8.2.2).

- Dans les quatre cas, nous allons observer l'évolution des tensions et courants aux bornes de chaque composant et analyser le comportement du système
- A partir de cette analyse, nous allons mettre en place les différentes solutions pour pallier aux problèmes rencontrés.

Ces simulations porteront sur un système comportant deux ponts connectés sur la même alimentation. La figure III.52 résume la structure simulée ainsi que son degré de complexité.

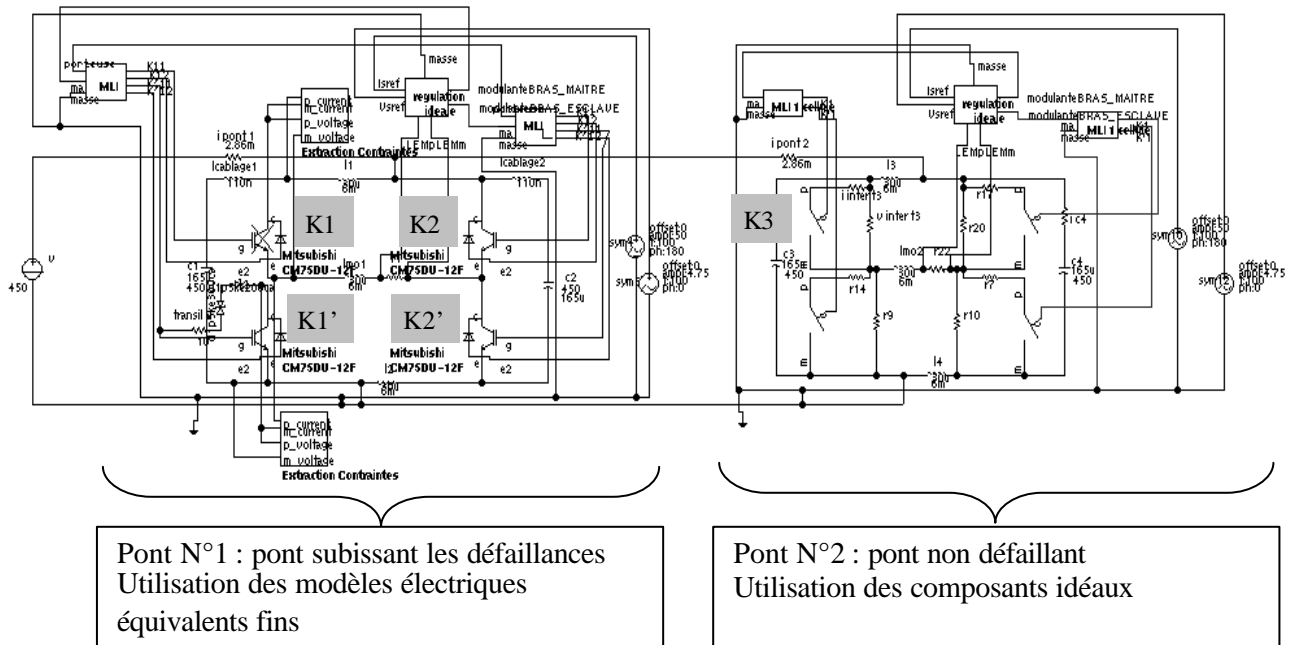


Figure III.52 : Structure utilisée pour faire les simulations

3.8.2.3 Conditions de simulation

le point de fonctionnement des deux ponts est le suivant :

Tension d'alimentation	450 V	Fréquence de modulation	50 Hz
Courant inter-bras	50 A	Taux de modulation	95 %
Fréquence de découpage	20 KHz		

L'alimentation de puissance est considérée parfaite. Lors de l'apparition d'un défaut, le comportement du driver a été reproduit (temps de détection, limitation de la surtension...) sur le bras défaillant. Le pas de calcul a été choisi de manière adéquate afin d'avoir le maximum de détails sur les formes d'ondes. Toutes les grandeurs électriques ont été observées et, dans le paragraphe qui suit, seules les formes d'ondes primordiales seront présentées.

3.8.2.4 Résultats

a) défaut d'ouverture d'une diode

Ce défaut est provoqué à $t = 1.83\text{ms}$, une fois que le régime de fonctionnement des ponts est établi. On constate que l'ouverture d'une diode durant une phase de conduction engendre une perte de contrôle de la régulation du courant inter-bras. L'énergie contenue dans l'inductance d'opposition génère des surtensions violentes aux bornes de tous les composants du pont (notamment aux bornes de l'IGBT en parallèle avec la diode défaillante). La protection contre les surtensions en type II (diode transil) permettra d'éliminer ces surtensions au prix d'une dissipation supplémentaire dans les puces IGBT. Néanmoins, il est nécessaire de prévoir un dispositif de détection rapide de ce type de défaut.

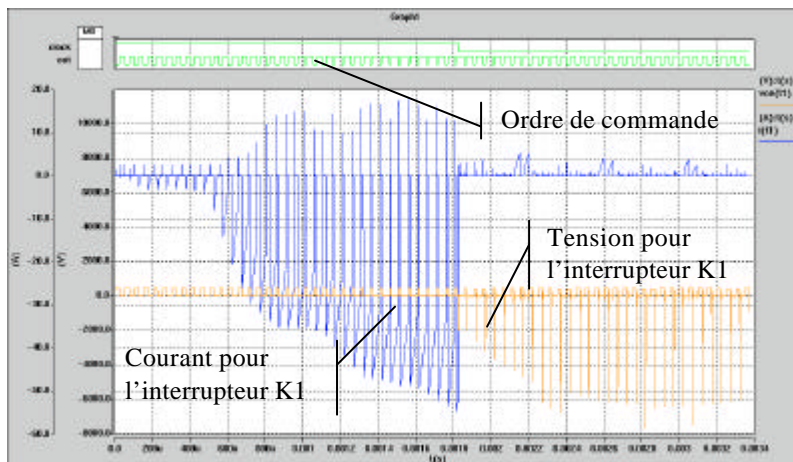


Figure III.53 : tension et courant pour l'interrupteur défaillant (K1)

condensateurs de la cellule défaillante présente des surintensités importantes. Ces surintensités peuvent provoquer une augmentation de la température de cœur de ces condensateurs (en valeur moyenne) à long terme, et accélérer leurs vieillissements, voire même provoquer une défaillance (cf. chapitre II concernant la fiabilité de ce type de condensateur).

La défaillance d'une diode au sein d'un pont, n'affecte en rien le fonctionnement de l'autre pont. Par

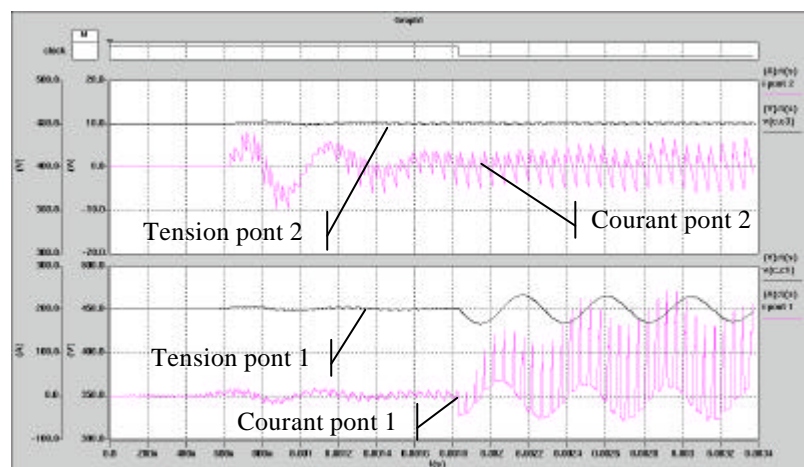


Figure III.54 : tension et courant d'alimentation pour chaque pont

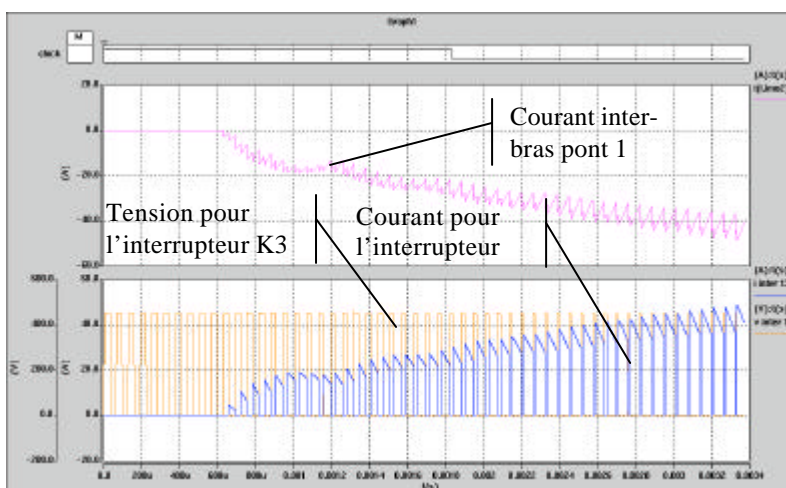


Figure III.55 : tension et courant pour un interrupteur du pont 2

alimentation. Néanmoins, il faut pouvoir détecter cette défaillance et arrêter le pont concerné. Le moyen envisagé est de contrôler l'amplitude du courant inter-bras du pont par une détection au niveau de la carte de commande. Un autre moyen de détecter ce type de défaut consiste à placer en parallèle avec chaque diode de puissance, des diodes en série avec un transformateur d'intensité. En cas de défaut, ce sont ces diodes auxiliaires qui entrent en conduction et le courant traversant ces diodes informe le système de la défaillance

Les grandeurs au niveau du filtre d'entrée de la cellule défaillante évoluent beaucoup. Ces ondulations, notamment au niveau de la tension d'alimentation de la cellule peuvent provoquer la mise en avalanche des composants de la cellule (la tension d'utilisation des composants est très élevée cf. chapitre II, figure II.46). L'écrêtage actif peut limiter ces surtensions aux bornes des interrupteurs de puissance. On peut constater que la tension aux bornes de la cellule adjacente n'est pas affectée. Le courant traversant les

exemple, le courant inter-bras ainsi que le courant et la tension pour un interrupteur de puissance situé sur le deuxième pont ne sont pas perturbés (cf. figure III.55).

La conclusion de cette simulation est qu'une défaillance de type ouverture d'une diode est très préjudiciable pour les composants de la cellule concernée (forte surtension aux bornes des composants semi-conducteurs et forte surintensité à travers les condensateurs de la cellule). Ce mode de défaillance n'affecte pas le fonctionnement des ponts voisins, connectés sur la même

par l'intermédiaire du transformateur. Cette protection a été prévue mais n'a pas été implantée sur le module de conversion.

b) Défaut d'ouverture d'un IGBT

A $t = 2,5\text{ms}$, l'IGBT assurant une phase de conduction ($T1'$) s'ouvre. Cette ouverture se traduit par une interruption brutale du courant inter-bras. Le pont fonctionne donc par intermittence. Une demi-alternance est perdue (celle durant laquelle $T1'$ assure les phases de conduction diagonale).

Cette rupture entraîne l'excitation du filtre d'entrée des deux cellules de commutation du pont concerné : tantôt lors de la défaillance sur la cellule N°1, tantôt lors de la reprise de contrôle de la

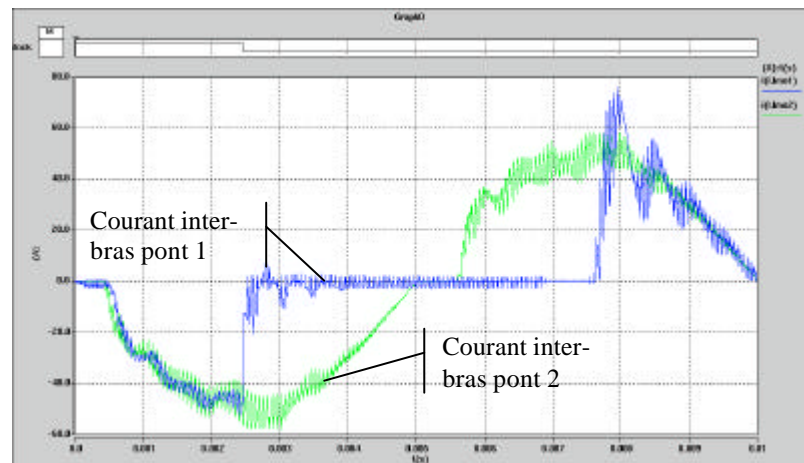


Figure III.56 : courant inter-bras pour les deux ponts

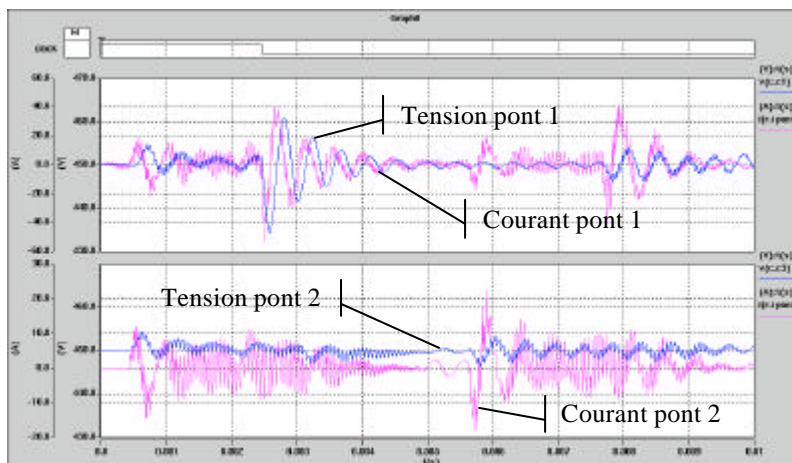


Figure III.57 : tension et courant pour les deux ponts

régulation de courant (permutation dans les phases de conduction diagonale). L'amplitude des surtensions engendrées est faible (15V soit +3.3% de la tension de bus). Ces surtensions ne sont pas préjudiciables pour les composants du pont défaillant. La remise en conduction du pont toutes les demi-périodes entraîne l'apparition de régimes transitoires. Ce régime transitoire se traduit par de forts appels de courant sur l'alimentation de puissance. La présence d'un filtre basse fréquence sur l'alimentation

pourrait limiter ces appels de courant.

Le fonctionnement du deuxième pont n'est pas affecté par l'apparition de ce défaut. La figure suivante nous montre les formes d'ondes du courant inter-bras ainsi que le courant et la tension pour un interrupteur de ce pont. Les déformations observées sur le courant inter-bras ($I(l.l_{MO})$) sont dues à un mauvais réglage de la régulation de courant.

La conclusion de cette simulation est que ce mode de défaillance est moins critique que le précédent. En effet, les contraintes au niveau des composants de puissance

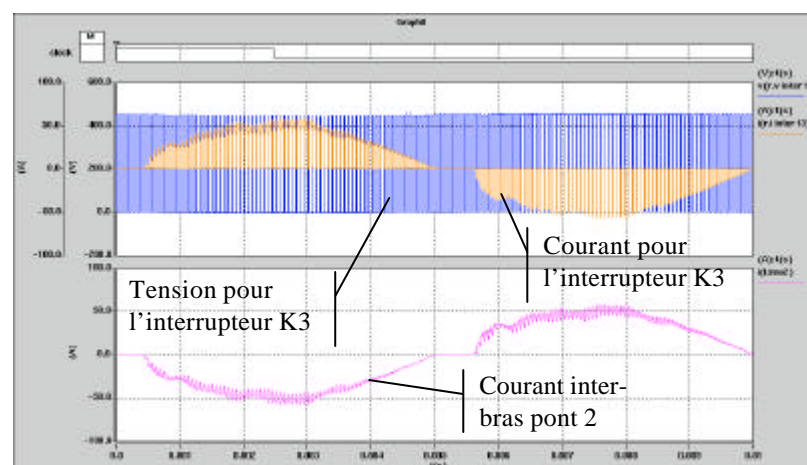


Figure III.58 : tension et courant pour un interrupteur du pont N°2

augmentent peu en amplitude (absence de surtension et de surintensité). Cependant les reprises de fonctionnement du pont toutes les demi-alternances engendrent des appels de courant importants sur l'alimentation de puissance. Cette défaillance peut être détectée au niveau de la carte de commande par un contrôle du courant inter-bras (contrôle sur la valeur efficace, par exemple).

c) Défaut de court-circuit type I et type II

Les résultats obtenus lors de la simulation d'un court-circuit de type I et de type II sont quasiment identiques. Lors de ces deux simulations, nous avons reproduit le comportement du driver et de la carte de commande : temps de détection et de coupure du court-circuit par le driver, écrêtage actif, arrêt du pont par la carte de commande (cf. figure III.52). Le but de ces simulations est de voir comment se comportent les deux ponts simulés, lors de l'arrêt de tels défauts, car ces deux types de défauts sont impérativement détectés et coupés. Le court-circuit de type I est déclenché sur le pont N°1 : mis en conduction de l'interrupteur K1', alors que K1 est passant. Le court-

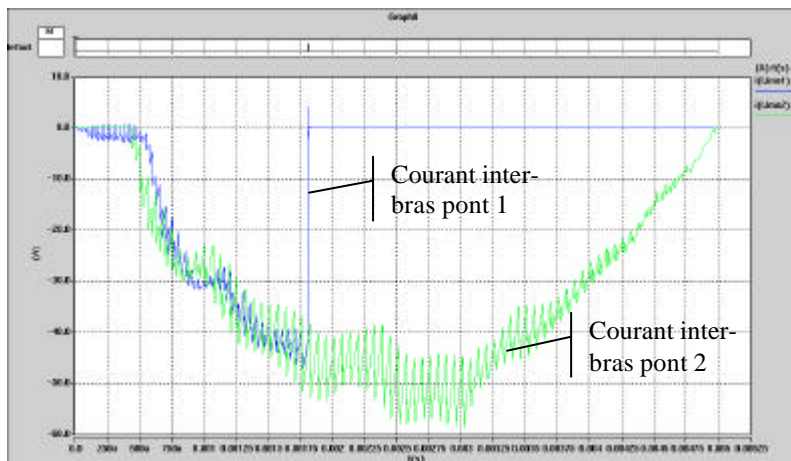


Figure III.59 : courant inter-bras des deux ponts pour un court-circuit de type I

circuit de type II est obtenu, quant à lui en reproduisant la mise en avalanche d'un interrupteur (K1).

Lors de l'apparition de ce type de défaut, l'énergie contenue dans l'inductance d'opposition est rapidement évacuée durant la phase de roue libre entre T1 et D2. Les contraintes appliquées aux différents composants lors de la coupure du court-circuit sont maîtrisées, c'est ce que l'on constate que sur la figure III.60. Les formes d'ondes pour les autres interrupteurs ne sont pas

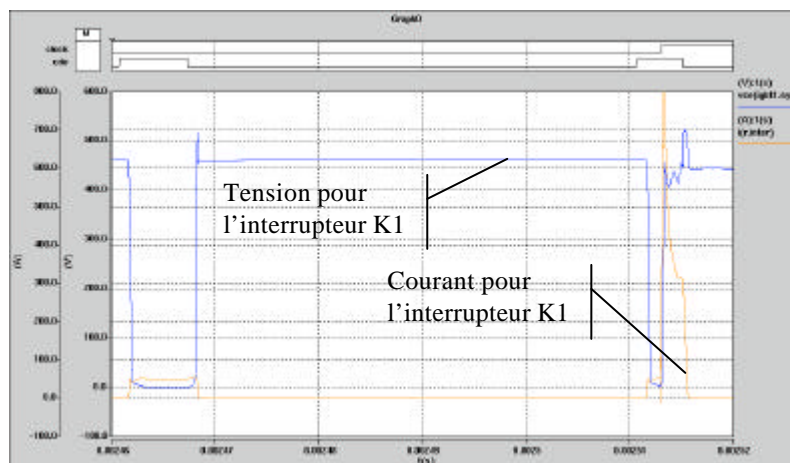


Figure III.60 : tension et courant de l'interrupteur qui subit le court-circuit de type II

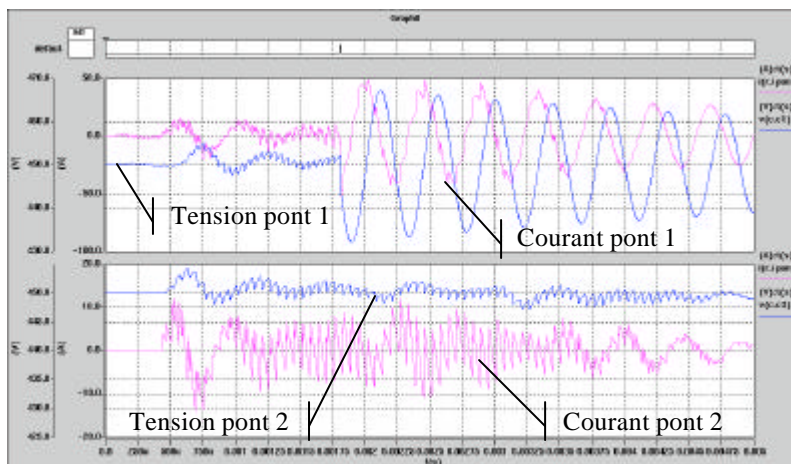


Figure III.61 : courant et tension pour les deux ponts, dans le cas d'un court-circuit de type I

présentées dans ce mémoire.

La coupure des court-circuits engendre des oscillations importantes au niveau des filtres d'entrée des deux cellules de commutation du pont défaillant : dépassement de 15V de la tension aux bornes de la capacité C1 et de 3V pour la capacité C2. Les oscillations sur le courant du pont sont importantes (50A max). Ces oscillations sont dues à l'arrêt brutal du pont (excitation des filtres d'entrée de chaque cellule). Elles sont très peu amorties car le circuit

est très peu résistif (résistance des inductances, des fils de liaison).

Ces oscillations importantes peuvent être très préjudiciables pour l'alimentation de puissance. Ces oscillations ne sont pas une conséquence directe du court-circuit mais de l'arrêt du pont. Il faut donc prévoir un filtre basse fréquence sur l'alimentation de puissance et il faut découpler les ponts de cette alimentation. Comme on peut le voir sur la figure III.62, il n'y a aucune conséquence visible de l'arrêt du pont N°1 sur le pont N°2. La tension d'alimentation du pont N°2 est maîtrisée et la régulation de courant de ce pont fonctionne parfaitement bien.

La conclusion de ces simulations est que l'arrêt d'un pont génère des oscillations importantes sur le courant d'alimentation de ce pont. Ces oscillations ne perturberont quasiment pas les autres ponts connectés sur la même alimentation. Néanmoins, il est souhaitable d'atténuer ces oscillations en plaçant un filtre basse fréquence en aval de l'alimentation de puissance, filtre qui est nécessaire en fonctionnement normal, et en découplant les ponts entre eux.

3.8.3 Alimentation du module de conversion

Le module de conversion est alimenté par une source de tension continue (alimentation à découpage). Le schéma d'alimentation du module de conversion est présenté sur la figure III.63.

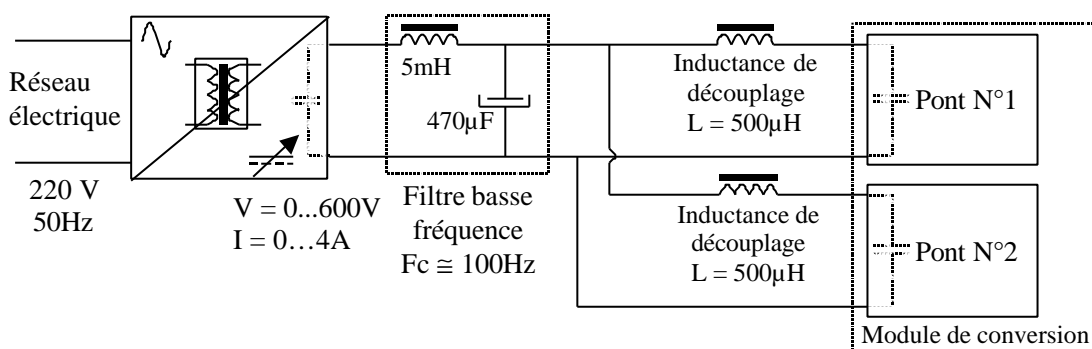


Figure III.63 : alimentation du module de conversion

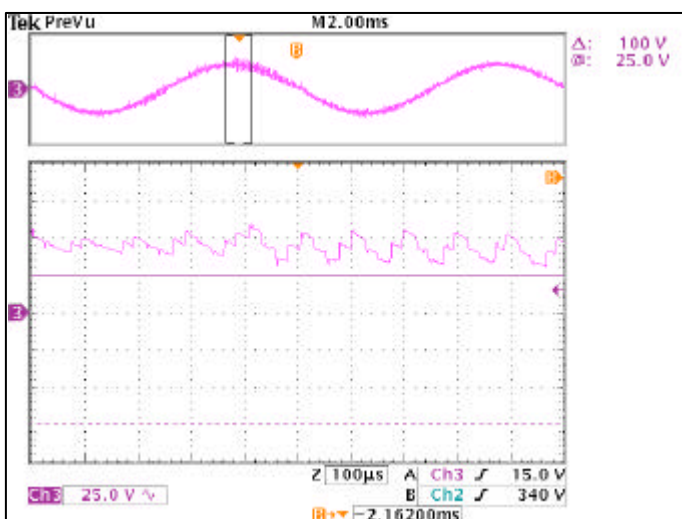


Figure III.64 : courant inter-bras du pont N°1 sans les inductances de découplage

Dans un premier temps, le courant absorbé par le module de conversion a été filtré. Ce filtrage a été mis en place afin que l'alimentation de puissance fournisse un courant continu, peu ondulé. Ensuite les ponts ont été découplés. Ce découplage permet d'assurer une indépendance supplémentaire entre les deux ponts (limite les influences d'un pont sur l'autre). En effet, en présence d'un défaut, nous avons vérifié en simulation que ce défaut, apparaissant sur un pont, n'a aucune répercussion sur l'autre. Par contre, en pratique, nous avons observé un phénomène nouveau, apparaissant sur les courants inter-bras de chaque pont, et très difficile à simuler (cf. figure III.64).

Lors de cet essai, les deux ponts sont alimentés par une source de tension, par l'intermédiaire d'un filtre basse fréquence. Durant ces essais, un des deux ponts s'arrêtait automatiquement, au bout d'un certain temps. En observant le courant inter-bras du pont concerné, il a été possible de voir, de façon intermittente un phénomène de superposition de deux courants (cf. figure ci-dessus). En effet, les deux cartes de commande du module de conversion sont totalement indépendantes. Cela veut dire que les fréquences de découpage et de modulation des deux ponts sont très légèrement différentes. Cette différence relative entre ces fréquences fait que les spectres des courants d'entrée de chaque pont glissent l'un par rapport à l'autre. Comme nous l'avons vu lors du dimensionnement de l'inductance de filtrage des cellules, pour des signaux de certaines fréquences, le filtre amplifie ces signaux. Le signal "parasitant" doit être la résultante de cette différence de fréquence entre les deux ponts du module de conversion. Ce signal est bien extérieur au pont mis en défaut car le fait d'ajouter les inductances de découplage suffit à faire

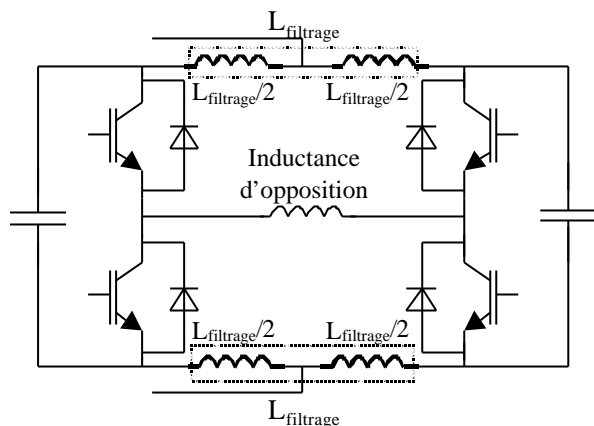


Figure III.65 : dissociation des inductances de filtrage

disparaître le phénomène. Une autre solution existe et consiste à dissocier les inductances de filtrage de chaque cellule et de les placer de part et d'autre de l'alimentation du pont (cf. figure III.65).

Il serait intéressant de comprendre exactement l'origine de ce phénomène et de voir si la synchronisation des cartes de commande, sur une version future, corrigera ce problème. Quoiqu'il en soit, l'ajout des inductances de découplage améliore les conditions de fonctionnement des deux ponts et n'est pas pénalisant en terme de compacité pour le montage. En effet, le courant traversant ces inductances est très faible (3A maximum).

3.9. Autres applications envisageables pour le module de conversion

Le module de conversion qui est présenté tout au long de ce chapitre a été conçu pour mener des essais de fiabilité en nombre et en durée, sur des modules IGBT. La méthode d'opposition présente beaucoup d'avantages et donc nous avons envisagé différentes utilisations possibles pour ce module de conversion. Ces utilisations peuvent être en rapport avec la fiabilité des modules IGBT, avec une approche différente de la nôtre ou concerner d'autres types de tests toujours sur des modules de puissance.

3.9.1 Autres essais de fiabilité

D'autres types d'essais de fiabilité sont envisageables avec le module de conversion. Il est tout à fait possible de faire évoluer les contraintes subies par les modules IGBT au cours du temps. L'exemple le plus connu, c'est le cyclage thermique. Dans ce domaine, ce module de conversion peut permettre différents essais :

- Les essais classiques de cyclage en température (très basse fréquence) comme les essais pratiqués sur les convertisseurs de forte puissance utilisés en traction, ... Ces essais peuvent se faire en modulation de largeur d'impulsion, en agissant sur le système de refroidissement des modules IGBT.
- Des essais de cyclage basse fréquence où la fréquence de modulation varie sur une large plage (0 à 100 Hz). Ces essais sont très facilement réalisables en incluant uniquement dans la commande des ponts, des cycles de variation de cette fréquence pré-programmés.

Ces essais de fiabilité ne sont pas forcément orientés vers la détermination d'un taux de défaillance. Pour comprendre les différents mécanismes de dégradation et de vieillissement sous-jacents, il est possible de faire des essais sur des durées limitées.

Tous ces essais se font en fonctionnement onduleur de tension. Il est possible, en plus de modifier très facilement les paramètres de la modulation.

L'avantage d'utiliser la méthode d'opposition pour ce type d'essai est de pouvoir s'affranchir de l'utilisation d'une alimentation et d'une charge de forte puissance, et donc de limiter le coût d'exploitation lors de ces essais (consommation d'énergie réduite).

3.9.2 Caractérisation de composants

De manière générale, la caractérisation des composants de puissance se fait en plusieurs étapes, et sur des matériels différents (entre la caractérisation statique et dynamique, par exemple). Un des avantages de la méthode d'opposition est de faire des mesures de pertes très précises (à condition de connaître les pertes dans les composants passifs). Sur ce module de conversion, il est possible de faire varier le point de fonctionnement des modules IGBT afin de faire des mesures de pertes en fonction : de la tension, du courant, de la température, de la fréquence de modulation.

Une autre possibilité consiste à tester les performances d'IGBT en commutation douce, en mode ZVS par exemple. La topologie du banc de test doit être modifiée en introduisant un contrôle de décalage de phase pour reproduire le mode ZVS ou le mode ZCS. Là aussi, les tests définis plus haut peuvent être reproduits afin de mesurer finement les pertes en commutation douce (en les comparant aux pertes en commutation dure).

3.9.3 Tests de qualité renforcés

Depuis quelques années, les fabricants de modules IGBT pratiquent des tests de qualité sur certains lots de composants, prélevés en sortie de chaîne de production. Ces tests sont normalisés et ont été présentés dans le chapitre I. Ces tests, très complets, peuvent être complétés par un essai sous contraintes nominales, sur une durée donnée (1000 heures, par exemple) en fonctionnement onduleur, sur le module de conversion. Ce test supplémentaire permettrait de s'assurer de la qualité de ces modules vis-à-vis de fonctionnement en commutation et garantirait aux acheteurs de ces modules, qu'ils peuvent les monter directement dans leurs convertisseurs, sans procéder à des essais de fonctionnement préliminaires.

En plus d'essai de qualité, ce module de conversion peut servir pour tester de nouvelles générations de modules IGBT. En effet, durant un seul essai, il est possible d'observer le comportement statique et dynamique d'une puce IGBT ou diode en phase de développement, comme par exemple, le courant de recouvrement pour une diode, le courant de traînage pour une puce IGBT ou le comportement des pertes par conduction et commutation pour l'ensemble du module. De plus, avec toutes les protections disponibles sur ce convertisseur, il est possible de tester des modules IGBT, et leurs protections internes le cas échéant, en régime extrême de fonctionnement (caractérisation à haute température, fonctionnement sous fort courant...).

3.9.4 Autres essais envisageables

Enfin, il est possible d'utiliser ce module de conversion comme un outil pratique ("charge") dans l'étude des perturbations CEM émises et conduites. En effet, il est très facile de régler le point de fonctionnement des modules IGBT (courant, tension, di/dt , dv/dt ...) donc, il est possible de fixer le courant absorbé par ce module et donc d'étudier les conséquences de ce courant riche en harmonique, sur une alimentation continue, par exemple. Bien entendu, ce type d'essai peut nécessiter des modifications minimales de la topologie du convertisseur (suppression des inductances de filtrage au niveau des cellules...) ou de la commande (injection d'harmonique sur le courant inter-bras).

3.10. Conclusion du chapitre

Ce chapitre a été consacré à la conception d'un convertisseur dédié à des essais de fiabilité en nombre, menés sur des modules IGBT de type bras d'onduleur. Durant cette conception, nous avons dimensionné les différents constituants de ce banc (inductances, capacités).

Un travail très important a été réalisé concernant les aspects thermiques de ce convertisseur. A partir d'un bilan de pertes, il a été possible de dimensionner un système de refroidissement. Ce système a été validé. Une investigation très poussée concernant la répartition du champ de température à l'intérieur du module IGBT a été menée par une mesure de température sur les puces et le packaging sous basse tension, complétée par une simulation couplée électro-thermo-fluidique du banc complet. Ces simulations ont été validées par une série de mesures infrarouges, toujours sous basse tension. Cette investigation s'est terminée par des essais en haute température, à flux de pertes nominal. Toutes ces enquêtes nous ont permis de définir

quelle est la température de jonction maximale pour une puce IGBT, quel est le gradient sur la puce, entre la puce et le boîtier... pour le point de fonctionnement que nous nous sommes fixés. Les derniers essais à haute température nous ont permis de fixer la température de jonction maximale pour nos futurs essais de fiabilité.

Durant la conception du module de conversion, une nouvelle stratégie de commande pour la méthode d'opposition a été mise au point. Cette commande, à base d'un circuit numérique, permet de contrôler très précisément le courant inter-bras, de s'affranchir de la chute de tension due aux "temps morts" et de régler le point de fonctionnement du convertisseur (courant, temps mort, fréquence de découpage ...).

Une régulation de température a été mise en place afin de contrôler la température de semelle des modules IGBT, et donc, d'obtenir une température de puce constante et fixée à la valeur définie lors des essais à haute température.

Ce banc a été validé expérimentalement par des essais spécifiques, à toutes les étapes de la conception (validation thermique, mesure de pertes...) Une validation du banc complet a été menée sur un temps cumulé de 200 heures et pour les conditions de fonctionnement obtenues tout au long des chapitres précédents. Ces conditions de fonctionnement sont définies dans le tableau suivant :

Courant maximal	50A crête	Fréquence de découpage	20 KHz
Tension de grille	-/+ 15V	Tension d'alimentation	437 V*
Cos ϕ	1**	Fréquence de modulation	100 Hz***
Température de jonction maximale pour les puces IGBT	150°C****		

* déterminée par le choix du seuil de tension des protections (cf. paragraphe 2.

** valeur donnée pour un équilibre des pertes entre les deux bras (cf. paragraphe 3.2.4.2)

*** donnée pour limiter l'ondulation de température d'une puce IGBT (cf. paragraphe 3.3.3)

**** déterminée à partir d'essai à haute température (cf. paragraphe 3.3.5)

Tableau III.7 : condition de fonctionnement pour les essais de fiabilité

Lors de ces essais, aucune défaillance n'est intervenue, sur aucune des composantes du module de conversion (module IGBT, carte de commande...). Ces essais se sont déroulés par intermittence et sans dispositif de surveillance.

La suite logique de la démarche que nous nous sommes imposée, consiste à mener un test de déverminage du module de conversion sur une longue durée (1 an). Pour cet essai, nous allons appliquer tout le processus de test défini au chapitre I et donc démarrer un essai de fiabilité complet sur quatre modules IGBT et huit condensateurs. Le démarrage de cet essai va nécessiter de compléter le module de conversion par un système d'instrumentation et de surveillance électrothermique, afin d'obtenir un banc de test de fiabilité complet.

L'exécution de cet essai est nécessaire pour valider la conception globale du module de conversion sur une longue durée, préalable à une duplication possible de cette entité de base pour mener des essais de fiabilité en nombre. Pour rappel, pour obtenir des données de fiabilité à partir d'essais, nous nous sommes fixés pour but de faire fonctionner simultanément 80 modules IGBT, soit 20 modules de conversion.

CHAPITRE IV

Premier essai à long terme du module de conversion

4.1. Introduction

Au cours du chapitre I, nous avons défini l'objet sur lequel seront menés des essais de fiabilité ainsi que le protocole de ces essais. Le chapitre II nous a permis de faire un état de l'art des causes et des modes de défaillance des modules IGBT et des condensateurs électrolytiques. Cet état de l'art nous a permis de déterminer quels types de défaillance vont survenir durant les essais de fiabilité et de concevoir en conséquence un driver muni de toutes les protections nécessaires. Les travaux de conception et de dimensionnement exposés au chapitre III, nous ont permis de concevoir "l'éprouvette" pour nos essais de fiabilité, à savoir le module de conversion. Au cours de ces deux derniers chapitres, un nombre important de tests préliminaires a été effectué pour valider la conception des différents éléments qui composent ce module de conversion (carte de commande, carte de régulation de température, ...). Le dernier test à faire, avant de dupliquer ce système pour des essais en nombre, est un essai "grandeur nature" avec le module de conversion complet.

Les objectifs de ce premier essai de fiabilité sont multiples. Dans un premier temps, Il s'agit de valider "sur le long terme" la conception du module de conversion. Ensuite, il faut mettre en place un protocole de suivi "on line" de ce module par l'intermédiaire d'une plate-forme d'instrumentation. Enfin, il s'agit aussi de concevoir et de mettre en place un protocole de suivi "off line" précis, par des moyens de caractérisation fins (pour les modules IGBT et les condensateurs).

Durant ce chapitre, nous allons établir le protocole du premier essai de fiabilité. Cet essai va porter sur un module de conversion complet : quatre modules IGBT et huit condensateurs. Le protocole ainsi défini va nécessiter la conception d'un système d'instrumentation et de surveillance électrothermique pour le banc. Ce système met en jeu :

- une série de capteurs (capteurs de température, de tension, de courant),
- un ensemble de conditionneurs et d'interfaces,
- une plate-forme de surveillance constituée de cartes d'acquisition et d'un ordinateur piloté par un programme développé pour cette application.

Cette surveillance "on line" est complétée par un protocole de caractérisation (suivi "off line") établi pour cet essai et qui fait intervenir notamment:

- des traceurs pour caractériser les modules IGBT (caractéristiques de sortie, la "gate charge", caractéristiques de transfert...),
- une étuve et un pont pour mesurer l'impédance des condensateurs,
- une plate-forme d'essai mono-coup pour la caractérisation dynamique des modules IGBT.

Pour finir, les premiers résultats de cet essai seront présentés.

4.2. Conditions de l'essai et stratégie mise au point

Dans la forme, cet essai de fiabilité suit les principes édictés au début de ce mémoire (cf. chapitre I sur la méthodologie des essais de fiabilité) à savoir : faire fonctionner les composants de puissance en utilisant un banc de test dédié. Les conditions d'utilisation sont choisies très sévères et le banc fonctionne en continu jusqu'à la défaillance d'un des modules IGBT. Ce premier essai de fiabilité va se dérouler sur une longue durée (10 000 heures de fonctionnement continu) et sera mené sur un module de conversion complet.

Ce module de conversion correspond au noyau de base du banc de test. Afin d'effectuer un suivi "on line", il est complété par une série de capteurs et une plate-forme de surveillance électrothermique. Cette plate-forme a pour fonction de construire un historique des grandeurs électriques et thermiques caractéristiques du module de conversion, tout au long de l'essai, et doit permettre de visualiser toutes ces grandeurs en temps réel. Le but de cette surveillance est de fournir une trace de ce qui s'est passé au cours du fonctionnement des composants, du démarrage jusqu'à la défaillance. La structure de cette plate-forme est expliquée au paragraphe suivant. Une fois le banc de test complet, il faut établir un protocole pour cet essai.

4.1.1. Protocole de l'essai

Ce premier essai de fiabilité va porter sur le banc de test défini plus haut. Durant la conception du module de conversion, plusieurs tests ont été menés et nous ont permis de définir le point de fonctionnement maximal admissible par les composants. Ce point de fonctionnement est le suivant :

Définition du point de fonctionnement	Contraintes appliquées durant cet essai	Contraintes maximales à appliquer en fonctionnement normal (applications industrielles)	Calibre des composants
Tension du bus continu	437V	$\cong 300V$	600V
Courant maximal traversant les semi-conducteurs	47,5A	$\cong 25A$	50A
Température des puces	150°C pour les puces IGBT	$\geq 125^{\circ}C$ pour toutes les puces	125°C
Tension aux bornes des condensateurs	218V	$\cong 175V$	350V
Courant traversant les condensateurs	12A_{eff}	$\cong 6 A_{eff}$	10A _{eff}
Température du cœur des condensateurs	77°C	$\geq 80^{\circ}C$	80°C
Fréquence de découpage	20 KHz	entre 16 et 20 KHz	
Fréquence de modulation	100 Hz	0 – 50 Hz	
Déphasage courant/tension	0	0,8	
Temps morts	500 ns	2 μs	

Tableau IV.1 : point de fonctionnement pour le module de conversion

Les valeurs indiquées dans l'avant dernière colonne correspondent aux contraintes généralement appliquées sur ce type de composant dans les systèmes industriels. Les valeurs indiquées dans la colonne de gauche correspondent au calibre des composants.

Ce banc de test va fonctionner en continu. En moyenne toutes les 1500 heures, le banc sera arrêté et les composants seront caractérisés. Cette caractérisation portera sur les condensateurs électrolytiques et les modules IGBT. Ces mesures seront :

Pour les condensateurs (faites pour deux températures):

- la capacité en fonction de la fréquence ($C=f(f)$),
- la résistance série en fonction de la fréquence ($ESR=f(f)$),
- le poids des condensateurs.

Pour les modules IGBT(faites pour trois températures) :

- la caractéristique de sortie de l'IGBT ($I_c=f(V_{ce})$ à V_{ge} donnée),
- la caractéristique de transfert de l'IGBT ($I_c=f(V_{ge})$ à V_{ce} donnée),
- La "gate charge" de l'IGBT ($V_{ge}(t)$ à I_g constant),
- le courant de fuite et la tension d'avalanche de chaque interrupteur,
- un relevé de commutation mono-coup (amorçage et blocage des paires IGBT/diode).

Le détail complet de ces campagnes de caractérisation sera expliqué au paragraphe 4.4 intitulé "Caractérisation des modules IGBT et des condensateurs".

Les résultats de ces mesures seront confrontés au cours du temps. Le but de ces caractérisations régulières est de suivre l'évolution possible des paramètres électriques des composants sous test.

Concernant l'étude menée sur les condensateurs, nous savons que la résistance série et la capacité évoluent au cours du temps. Le but de ces travaux est de déterminer, en fonction des contraintes appliquées, quel est le taux d'évolution de ces grandeurs. A partir de cette évolution, il sera possible de déterminer si oui ou non il y a un phénomène d'emballement thermique (forte augmentation de la résistance série au cours du vieillissement) avant la défaillance. Et si tel est le cas, quelle en est l'origine ? Bien entendu, durant cet essai de fiabilité, les condensateurs sont uniquement vieillis et ne sont pas amenés à la défaillance.

Concernant l'étude menée sur les modules IGBT, toutes ces caractérisations vont nous permettre de découvrir si un des paramètres électriques des puces évolue au cours du temps (tension de seuil, transconductance...). Si tel est le cas, il sera possible, comme pour les condensateurs, de quantifier cette évolution.

Cet essai de fiabilité a débuté le 11 Février 2003. Pour la rédaction de ce mémoire, nous avons accumulé 3000 heures de fonctionnement. Ce test continuera jusqu'à 9000 heures de fonctionnement et ne sera interrompu que durant les phases de caractérisation (toutes les 1500 heures) ou si un défaut apparaît sur un module IGBT.

4.3 Instrumentation et surveillance électrothermique du module de conversion

4.3.1. Introduction : but de la surveillance électrothermique

En accord avec la stratégie définie plus haut et conformément au cahier des charges, un système d'instrumentation et une stratégie de surveillance électrothermique du module de conversion ont été mise en place. Cette surveillance a pour but de construire un historique des grandeurs électriques et thermiques caractéristiques du module de conversion, tout au long du fonctionnement des composants sous test. La construction de cet historique a deux buts : tout d'abord c'est un moyen efficace d'effectuer un suivi du module de conversion en temps réel, avec le moyen de référencer cette observation par rapport aux données relevées lors du démarrage du test. Ensuite, lorsque qu'un module IGBT entre en défaillance, cet historique sera une des clefs pour l'analyse post-défaillance de ce module : détermination du mode de défaillance, analyse de l'environnement électrothermique durant tout le test, ... L'historique doit fournir un relevé très précis des formes d'ondes caractéristiques du module de conversion juste avant la défaillance d'un module IGBT. Cet historique se compose de mesures de température, de mesures de tension et de courant ainsi que d'informations numériques sur l'état des cartes de commandes. Toutes ces informations sont enregistrées périodiquement au cours du test de fiabilité.

4.3.2. Structure générale de l'acquisition de données

Le système d'instrumentation et de surveillance a été mis en place pour un module de conversion (deux ponts) et pour une durée de test de 10000 heures. Il se constitue d'une série de capteurs (tension, courant, température) placés sur le module de conversion. Les signaux issus de ces capteurs sont mis en forme et filtrés par une carte d'interface. Cette carte envoie ces signaux vers deux cartes d'acquisition placées dans un PC. La surveillance et la gestion des données sont effectuées grâce à une application développée sous Labview™. Cette structure d'acquisition de données répond au cahier des charges et emploie des solutions simples et couramment utilisées en contexte industriel. La figure IV.1 présente le banc de test de fiabilité complet avec le système d'acquisition.

L'utilisation de deux cartes d'acquisition standards (NI 6023 de National Instrument) pour cette application s'avère être la solution la plus simple d'un point de vue "hardware" (évite l'utilisation d'un système de multiplexage des signaux analogiques) et d'un point de vue "software" (gestion de ce multiplexage). Le choix de Labview™ pour gérer l'acquisition des signaux à partir des cartes NI et la gestion des données analogiques et numériques (enregistrement des données et surveillance des défauts) se justifie par le fait que Labview™ offre une très grande flexibilité pour la conception d'une application de ce type.

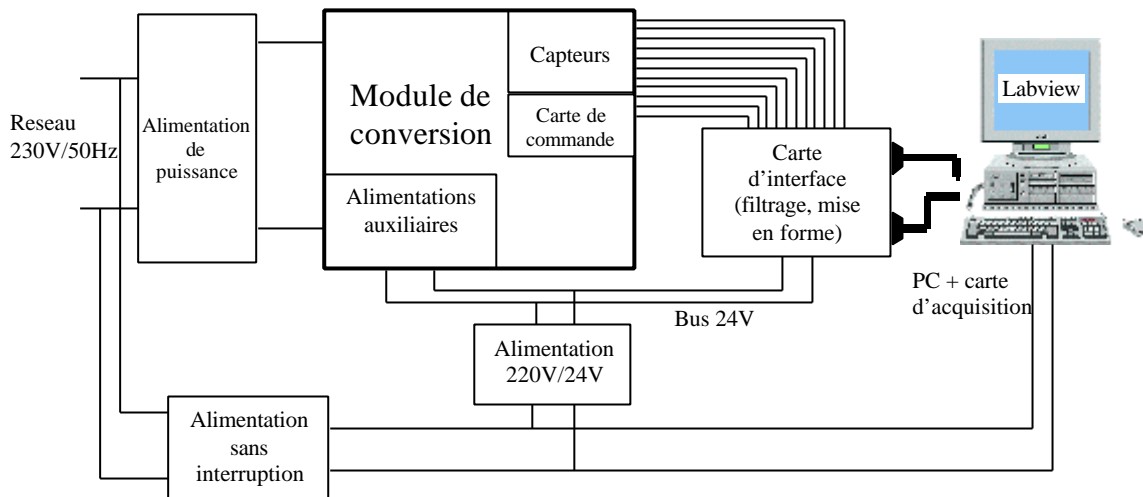


Figure IV.1 : Banc de test de fiabilité complet (schéma)

Les essais de fiabilité menés avec ce banc sont prévus sur une durée très longue. Durant ce test, des micro-coupures réseau, voire même la disparition du réseau peuvent être préjudiciable pour le banc (tensions des alimentations auxiliaires pas assurées ...), et le PC utilisé pour l'acquisition des données. Une alimentation sans interruption permet de nous affranchir de ces micro-coupures réseau. Qui plus est cela nous permet d'arrêter proprement le montage et l'acquisition de données.

Dans les paragraphes qui vont suivre, la définition complète de l'instrumentation (choix des capteurs et interface PC) et la stratégie de surveillance adoptée seront expliquées en détail.

4.3.3. Présentation de l'instrumentation

L'instrumentation du module de conversion consiste en la mesure de grandeurs électriques et thermiques significatives au sein de ce montage. Le tableau IV.2 énumère la liste complète des grandeurs mesurées ainsi que les capteurs utilisés.

Grandeurs	Gamme	Capteur
Température de semelle des modules IGBT	0 - 150°C	Sondes platine type PT1000 + conditionneurs
Température de l'enveloppe des condensateurs	0 - 85°C	Sondes platine type PT1000 + conditionneurs
Courants inter-bras ($i_{LOM}(t)$)	100A crête à crête	Capteurs à effet Hall type LEM de courant
Courants d'alimentation des ponts	0 – 5A	Capteurs à effet Hall type LEM de courant
Tension d'alimentation	0 – 600V	Capteur à effet Hall type LEM de tension
Tensions auxiliaires	0 – 15V	Mesure direct
Informations numériques	0 – 5V	Mesure direct

Tableau IV.2 : grandeurs mesurées et capteurs mis en place

4.3.3.1 Les mesures de température

- **Température de semelle des modules IGBT.** La mesure de ces températures permet de remonter à la température de fonctionnement des puces IGBT et Diodes. Ces températures sont un des paramètres influant sur la fiabilité des modules IGBT, donc la mesure de ces températures est primordiale. Le suivi de ces températures au cours du temps est nécessaire afin d'observer des dérives éventuelles dues à la régulation de température ou au vieillissement du packaging des modules IGBT par exemple. La mesure de température de semelle d'un module IGBT est effectuée grâce à une sonde de platine de type PT1000 placée entre le module et le radiateur. (cf. paragraphe 3.5 sur la conception de la régulation de température).

- **Température de l'enveloppe des condensateurs électrolytiques.** La mesure de la température sur l'enveloppe d'un condensateur électrolytique, en un point bien précis, permet de remonter à la température au cœur de ce condensateur. Cette température est un paramètre très influent sur la durée de vie de ces composants. Cette mesure s'effectue de la même manière que pour la température de semelle des modules IGBT : une sonde PT1000 placée sur la paroi du condensateur, associée à un pont de Wheatstone et un amplificateur d'instrumentation. La température à la surface des condensateurs n'est pas homogène. Pour ne pas complexifier le système de mesure, seule une température sera mesurée, en un point précis sur tous les condensateurs.

4.3.3.2 Les mesures de courants

- **Courant inter-bras ($i_{LOM}(t)$).** Ce courant traverse l'inductance d'opposition et représente la somme des courants traversant les semi-conducteurs de puissance. La mesure de ce courant nous permet de constater ou non le bon fonctionnement de la régulation du courant inter-bras et de valider le fait que les interrupteurs de puissance sont toujours traversés par le même courant. De plus, en cas de défaut, la sauvegarde de l'allure de ce courant peut être une source d'informations importante pour diagnostiquer le type de défaillance. La mesure de ce courant s'effectue par l'intermédiaire d'un LEM de courant placé sur le PCB de puissance des deux ponts.
- **Courant d'alimentation des ponts.** La mesure de ce courant est primordiale. Ce courant est image des pertes au sein du pont : pertes dans les semi-conducteurs de puissance (IGBT et diode), pertes dans les composants passifs (condensateurs et inductances). Si le courant d'alimentation des ponts augmente au cours du temps, alors cette augmentation sera due au vieillissement ou à la dégradation des modules IGBT et/ou des condensateurs électrolytiques. De plus, la mesure de ce courant pourra aussi nous donner des informations sur les événements qui auront eu lieu au sein des ponts. En effet, ces courants étant de faible valeur ($\cong 1$ A), une très forte augmentation, en statique ou en dynamique, traduira un fonctionnement anormal du pont (court-circuit de bras, mauvais fonctionnement de la régulation de courant, ...). Néanmoins, cette mesure de courant ne permet pas d'effectuer une détection et un diagnostic précis du mode de défaillance. Les courants d'alimentation des ponts sont mesurés grâce à deux LEM de courant câblés sur la carte d'interface.

4.3.3.3 Les mesures de tensions

- **Tension d'alimentation des ponts.** Cette mesure de tension permet de contrôler le bon fonctionnement de l'alimentation continue et permet de déterminer, en cas de défaillance, si un mauvais fonctionnement de cette alimentation en est la source. La mesure de cette tension peut être une source d'information utile pour diagnostiquer un événement qui est apparu sur un pont. Cette mesure se fait par l'intermédiaire d'un capteur de type LEM de tension et d'une résistance de mesure, le tout connecté en parallèle sur l'alimentation de puissance.
- **Tensions auxiliaires.** Ce que l'on entend par tensions auxiliaires, c'est toutes les tensions d'alimentation des cartes des deux ponts. Ces tensions sont au nombre de quatre : l'alimentation des drivers (0,+15V), l'alimentation des cartes de commande et de la carte de régulation de température (0,+5V et 0,+15V,-15V). Le suivi de ces tensions a le même objectif que celui de la tension d'alimentation du module de conversion, à savoir attribuer ou non une défaillance au fonctionnement de ces alimentations. La mesure de ces tensions se constitue d'un pont diviseur de tension résistif et d'un filtre RC. L'isolation galvanique au niveau de ces mesures de tension n'est pas nécessaire.

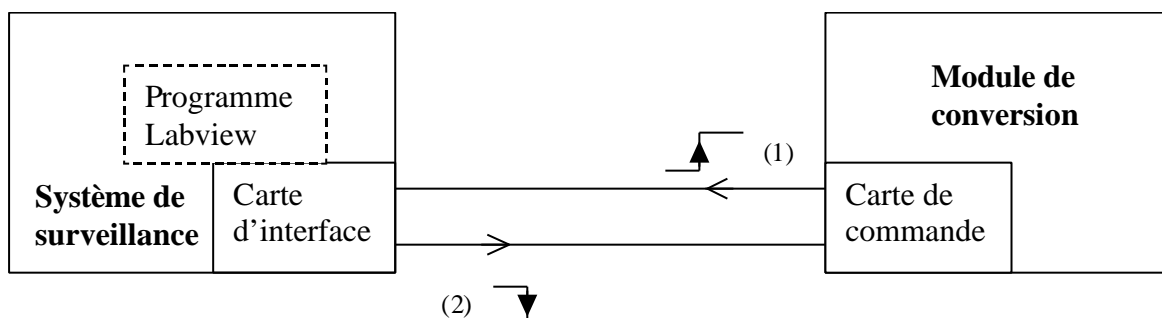
4.3.3.4 Informations numériques

- **Registre d'état.** Ce registre d'état se compose de données numériques informant le système d'acquisition sur l'état du pont. (relatif aux défauts apparus sur un pont.). Ces données sont issues de la carte de commande de chaque pont et de la carte de régulation de température. Le tableau IV.3 fait le récapitulatif des informations contenues dans ce type de registre :

Numéro de bit	Donnée correspondante
0	Défaut court-circuit IGBT 1_1
1	Défaut court-circuit IGBT 1_2
2	Défaut court-circuit IGBT 2_1
3	Défaut court-circuit IGBT 2_2
4	Défaut manque de courant
5	Défaut température pont
6	Envoi chien de garde
7	Réception chien de garde

Tableau IV.3 : Définition du registre d'état d'un pont

Ces registres d'état permettent d'informer le système de surveillance du bon fonctionnement du module de conversion mais permettent aussi d'arrêter le module de conversion lorsque le système d'acquisition est défaillant. Dans notre stratégie, la surveillance électrothermique est intimement liée au fonctionnement du module de conversion, à tel point que l'un ne doit pas fonctionner sans l'autre. C'est pourquoi nous avons mis au point un système de surveillance entre ces deux composantes du banc de test. Ce chien de garde fonctionne comme ceci (figure IV.2) :

**Figure IV.2 Principe de fonctionnement du chien de garde d'un pont**

Les deux cartes de commande du module de conversion envoient un signal carré basse fréquence (quelque Hertz) au PC chargé de l'acquisition, sur une des voies numérique (1). Le PC doit compléter ce signal et le renvoyer aux cartes de commande (2). Ce signal transite par la même nappe que les informations numériques de défaut. Si la liaison entre le module de conversion et le système d'acquisition est rompue ou que le PC est défaillant, le module s'arrête automatiquement. Cet outil est aussi utilisé pour commander la mise en marche et l'arrêt des ponts de puissance à partir du PC.

L'acquisition des registres d'état des deux ponts sera très utile au diagnostic des défaillances qui apparaîtront sur les ponts de puissance au cours des tests. L'enregistrement de ces registres d'état nous permettra de dater avec assez d'exactitude l'apparition d'un défaut et nous aidera à déterminer quel composant est défaillant. Après avoir défini les différents capteurs et conditionneurs à mettre en œuvre, il est possible de définir le système d'instrumentation complètement. Le tableau IV.4 dresse le bilan des grandeurs à mesurer durant les tests de fiabilité, pour chaque pont.

Pont N°1	Pont N°2
Température de semelle du module N°1	Température de semelle du module N°3
Température de semelle du module N°2	Température de semelle du module N°4
Température d'enveloppe du condensateur N°1	Température d'enveloppe du condensateur N°5
Température d'enveloppe du condensateur N°2	Température d'enveloppe du condensateur N°6

Température d'enveloppe du condensateur N°3	Température d'enveloppe du condensateur N°7
Température d'enveloppe du condensateur N°4	Température d'enveloppe du condensateur N°8
Courant inter-bras du pont N°1	Courant inter-bras du pont N°2
Courant d'alimentation du pont N°1	Courant d'alimentation du pont N°2
Tension d'alimentation du module de conversion	
Tension d'alimentation des drivers	
Tension d'alimentation du FPGA (5V)	
Tension +15V d'alimentation de la carte de commande et de la carte de régulation	
Tension -15V d'alimentation de la carte de commande et de la carte de régulation	
Défaut court-circuit IGBT 1_1	Défaut court-circuit IGBT 3_1
Défaut court-circuit IGBT 1_2	Défaut court-circuit IGBT 3_2
Défaut court-circuit IGBT 2_1	Défaut court-circuit IGBT 4_1
Défaut court-circuit IGBT 2_2	Défaut court-circuit IGBT 4_2
Défaut manque de courant	Défaut manque de courant
Défaut température pont N°1	Défaut température pont N°2
Envoi chien de garde carte de commande N°1	Envoi chien de garde carte de commande N°2
Réception chien de garde carte de commande N°1	Réception chien de garde carte de commande N°2

Tableau IV.4 : récapitulatif de toutes les grandeurs à acquérir

Dans ce tableau, on retrouve toutes les grandeurs à mesurer sur chaque pont (zone gris foncé), les grandeurs communes aux deux ponts (zone grise) et enfin les informations numériques de chaque pont (zone gris clair). Ce système d'instrumentation est complété par un analyseur de puissance placé sur l'alimentation électrique du module de conversion. Cet analyseur permet de mesurer la tension d'entrée, le courant d'alimentation et la puissance absorbée par le banc de test (cf. figure IV.6).

4.3.4. Réalisation de la carte d'interface – liaison avec le PC

A partir du système d'instrumentation défini plus haut, une carte d'interface a été réalisée sous Protel™, regroupant tous les dispositifs de conditionnement et permettant de faire le lien avec le PC dédié à l'acquisition de données. Les contraintes liées à l'acquisition de données sont les suivantes :

- Ajuster les niveaux de tension des capteurs pour qu'ils soient compatibles avec la gamme de tensions d'entrée des cartes d'acquisition.
- Prendre garde aux effets des capacités commutées de la carte d'acquisition. En effet, ce type de carte possède un multiplexeur analogique qui engendre les courants capacitifs à chaque commutation d'une voie à l'autre.

En ce qui concerne le système d'acquisition, il a été conçu de manière très simple. Ce système nécessite :

- 21 entrées analogiques,
- 16 entrées/sorties numériques,
- un système d'acquisition et de gestion des données totalement flexible.

Nous avons donc opté pour la solution suivante :

- Deux cartes d'acquisition multifonctions série E, de National Instrument (16 entrées analogiques (+10/-10V), 8 entrées/sorties numériques (+5V TTL), 200Kech./s, 12 bits de résolution).
- Un ordinateur de type PC.
- Un programme de traitement des données développé sous Labview™, spécifiquement pour notre application.

Cette solution paraît être la plus simple pour résoudre notre problème d'acquisition. Il aurait été possible d'utiliser une seule carte d'acquisition avec un système de multiplexage des voies de type "hardware" (implémenté sur la carte d'interface) et un système de démultiplexage "software" (développé sous Labview™). Cette stratégie n'est pas nécessaire pour ce banc de test, mais c'est une piste à creuser lors de la conception d'un banc de test plus conséquent. La figure IV.3 est une photo de la carte d'interface

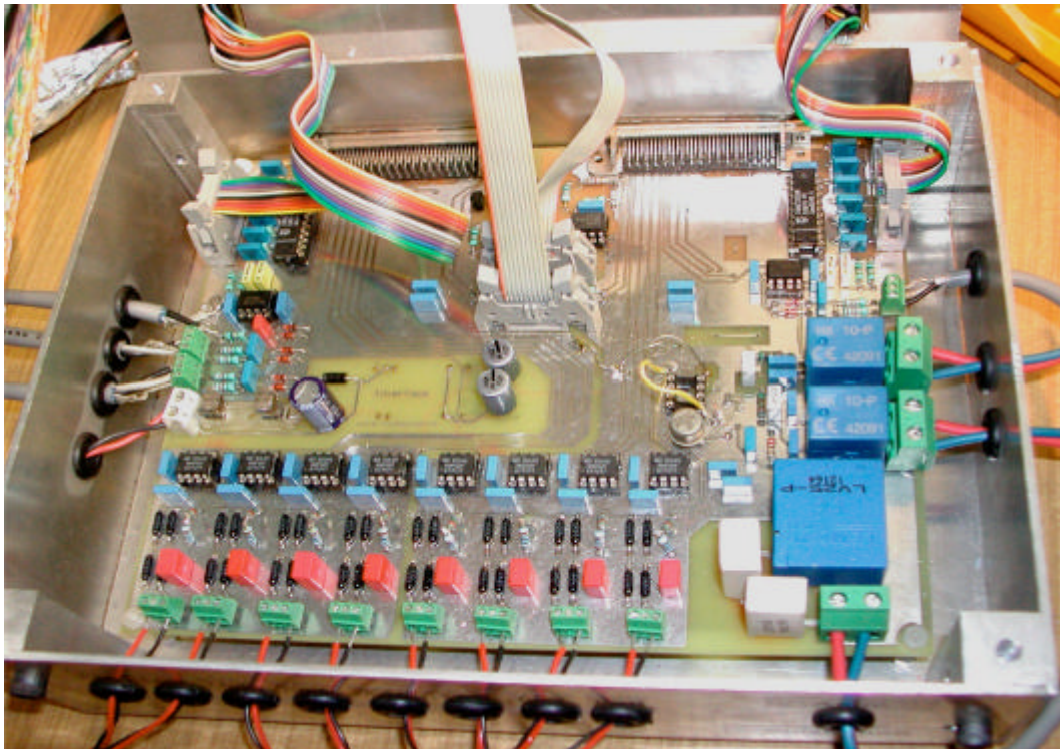


Figure IV.3 : La carte d'interface

Une fois la partie "hardware" du système de surveillance réalisée, il a fallu développer le programme sous Labview™ pour traiter les données issues de l'acquisition. Le paragraphe qui suit explique la stratégie de traitement de ces données, mise au point pour notre application.

4.3.5. Génération de l'historique électrothermique

4.3.5.1 Présentation du programme développé sous Labview

L'acquisition et la gestion des données sont faites par l'intermédiaire d'une application développée sous Labview™. Le choix de ce logiciel, et du langage qui lui est propre, se justifie de par le fait que c'est un outil très puissant dédié à la gestion et au traitement des données en temps réel (suivi "on-line" du banc de test grâce à une interface graphique personnalisable).

Le programme développé sous Labview™ devra répondre au cahier des charges concernant la partie surveillance électrothermique. Les contraintes de ce cahier des charges sont les suivantes :

L'acquisition des données devra s'effectuer avec une fréquence d'échantillonnage importante, vues les dynamiques des grandeurs électriques (surtout en ce qui concerne les courants inter-bras et les courants d'alimentation des ponts). Le système de sauvegarde des données devra se conformer aux prescriptions suivantes : les premiers tests de fiabilité seront menés sur une durée supérieure ou égale à 10000 heures. L'utilisateur devra avoir accès à un système de fichiers à deux ou trois niveaux :

- Un fichier contenant toutes les données calculées, avec une fréquence d'échantillonnage faible et sur tout l'horizon de temps des tests. Ce fichier sera utile pour avoir une vision globale du comportement du système.
- Une ou deux séries de fichiers contenant, là aussi, toutes ces données mais avec une fréquence d'échantillonnage plus élevée et sur un horizon de temps plus court.

Les données calculées sont définies dans le tableau IV.5:

grandeurs analogiques	Données calculées				grandeurs analogiques	Données calculées				
T semelle IGBT 2	max	moy		min	T semelle IGBT 4	max	moy		min	
T semelle IGBT 3					T semelle IGBT 5					
T condensateur 1					T condensateur 5					
T condensateur 2					T condensateur 6					
T condensateur 3					T condensateur 7					
T condensateur 4					T condensateur 8					
I inter-bras pont 1			RMS		I inter-bras pont 2			RMS		
I alimentation pont 1		moy			I alimentation pont 2		moy			
+15V carte		moy		V alimentation	moy					
-15V carte				+15V driver						
+5V FPGA										
données numériques					données numériques					
court-circuit IGBT 2-1					court-circuit IGBT 4-1					
court-circuit IGBT 2-2					court-circuit IGBT 4-2					
court-circuit IGBT 3-1					court-circuit IGBT 5-1					
court-circuit IGBT 3-2					court-circuit IGBT 5-2					
défaut température pont 1					défaut température pont 2					

Tableau IV.5 : récapitulatif des données calculées sous Labview

Bien entendu, lors de ces tests, des défaillances de composants peuvent survenir. Le programme devra être informé des défaillances et devra enregistrer un fichier de données. Ce fichier contiendra l'évolution temporelle de toutes les grandeurs à la fréquence d'échantillonnage maximale et sur un horizon de temps court (10 secondes). Le système de fichiers défini plus haut devra être sauvegardé en deux exemplaires : pour chaque série, il devra être généré deux groupes de fichiers décalés temporellement. Cette sécurité évitera de perdre des données au cas où des fichiers soient endommagés.

4.3.5.2 Réalisation

A partir de ce cahier des charges, il est possible de générer la SA_RT (Structured Analysis for Real Time system) de l'application à programmer. Ce type d'analyse, proposée par Tom DeMarco en 1978, est basé sur l'élaboration d'un diagramme de flot de données "traversant" le système [EEA]. Ce type de diagramme est constitué d'un ensemble de fonctions de traitement liées les unes aux autres par les différents flux de données. La méthode d'analyse dite SA_RT a été élaborée en 1985 par P.WARD et S. MELLOR et s'appuie sur trois outils indispensables [Laplante] :

- les diagrammes,
- le dictionnaire de données,
- les minispécifications.

Ces outils permettent une description statique (diagramme de flot de données) ainsi que dynamique (diagramme de flot de contrôle) du système. Cette analyse se compose de 4 niveaux. Dans ce paragraphe consacré à la réalisation de la surveillance électrothermique, je vais m'appuyer sur le diagramme de flot de données issu de cette analyse et uniquement sur un des niveaux (cf. figure IV.4). Le diagramme de flot de données complet est présent en annexe [annexe III]

Sur une structure d'acquisition de données classique, une base de temps, générée sous Labview™, a été ajoutée. Cette base de temps est réalisée à partir d'un compteur présent sur l'une des cartes d'acquisition. Elle nous permet de "compter" le temps effectif de fonctionnement des modules en tenant compte des arrêts du banc de test, et donc de dater avec beaucoup de précision l'apparition d'une défaillance. Bien entendu, le système d'acquisition est arrêté en cas de défaillance d'un des modules IGBT. Cet arrêt peut être provoqué

de deux manières : soit lors de l'apparition d'un défaut dit "hard" (défaut de court-circuit ou de température) issu de l'acquisition des signaux numériques, soit lors de l'apparition d'un défaut dit "soft". Ces défauts correspondent à un dépassement de seuil, des grandeurs électrothermiques (tension d'alimentation, courant d'alimentation des ponts, température des condensateurs, ...), dépassement détecté par le programme.

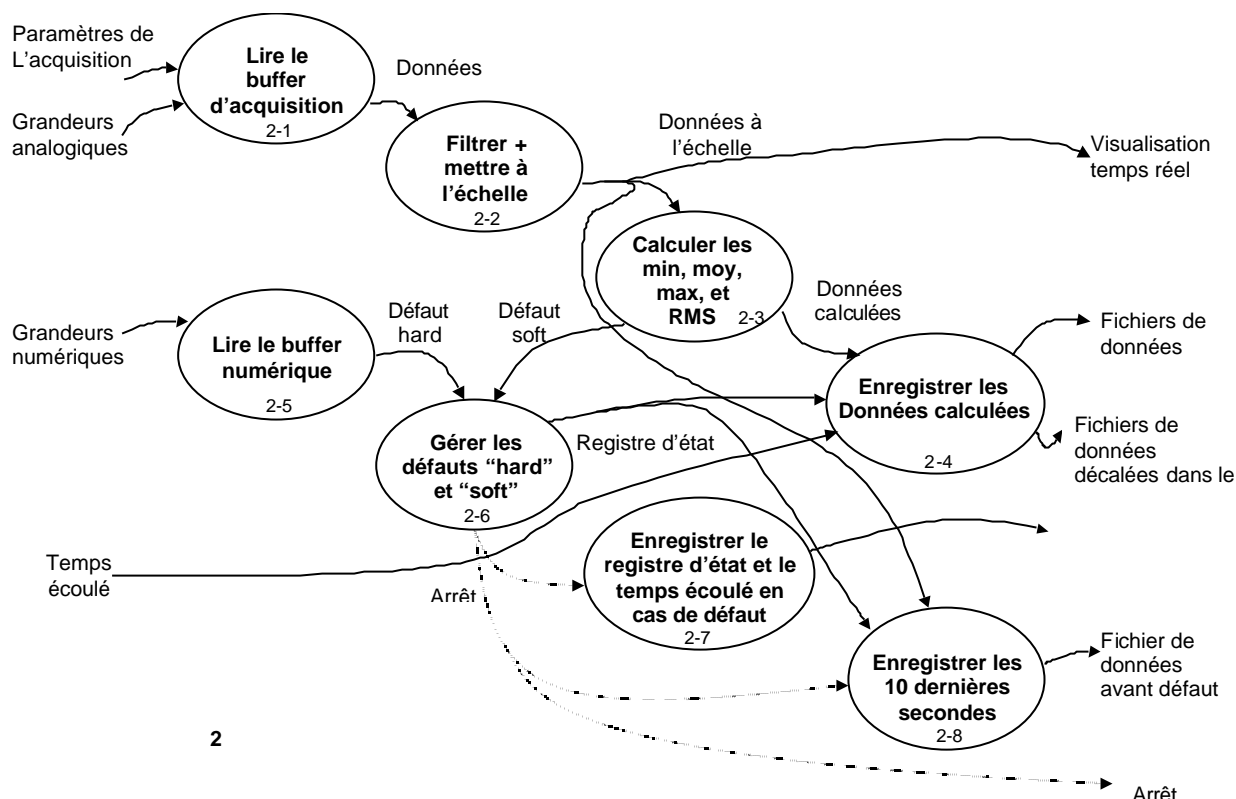


Figure IV.4 : niveau deux de l'analyse SA_RT

L'acquisition des données fonctionne comme suit : les cartes d'acquisitions, connectées sur le bus PCI du PC, sont paramétrées par l'utilisateur et fonctionnent en continu. Les données issues des cartes d'acquisition sont empilées dans deux buffers créés par le programme. Le traitement de ces données s'effectue par paquet, et doit être plus rapide que le remplissage des buffers. Les paramètres de l'acquisition de données sont les suivants :

Fréquence d'échantillonnage pour chaque voie	15 Kech/s
Taille du buffer d'acquisition pour une carte	40000 échantillons
Nombre d'échantillons traité simultanément	3000

Tableau IV. 6 : paramètres de l'acquisition de données

Les chaînes de mesure sont complétées sous Labview™ par une étape de filtrage numérique et de mise à l'échelle. Ces données, mises à l'échelle, sont ensuite exploitées afin de calculer les valeurs définies par le cahier des charges (cf. tableau IV.5).

L'acquisition des informations numériques est aussi bufférisées. A partir de ces informations, un signal d'arrêt est émis en cas de défaut. Ce signal déclenche l'enregistrement du registre d'état des deux ponts, du temps écoulé depuis le démarrage du test ainsi que du buffer contenant les 10 dernières secondes d'acquisition. Ce buffer est de taille constante : les premières données entrées dans ce buffer sont écrasées lors de son remplissage. Ce buffer contient toutes les grandeurs électrothermiques issues de l'acquisition, à la fréquence d'échantillonnage maximale (15Kech/s), et sur un horizon de temps de 10 secondes. La sauvegarde de ces données est primordiale pour un diagnostic post-défaillance du pont concerné, afin de déterminer dans quel état électrothermique se trouvaient les modules IGBT avant la défaillance.

La gestion et l'enregistrement des données mises à l'échelle sont effectués par l'intermédiaire d'une série de buffer. Un premier buffer (buffer 10 secondes) est rempli avec les données calculées au niveau

précédent. Une fois ce buffer plein, les différentes données qu'il contient sont moyennées et le résultat vient alimenter un deuxième buffer (buffer 100 Ksecondes). Ce buffer, une fois plein, est enregistré dans un fichier. Cette dernière opération est dupliquée et décalée dans le temps enfin d'enregistrer une deuxième génération de fichiers. Les données contenues dans ces fichiers ont une période d'échantillonnage de 10 secondes et la taille de ces fichiers correspond à 24 heures d'enregistrement.

Le système de fichier ainsi généré est le suivant :

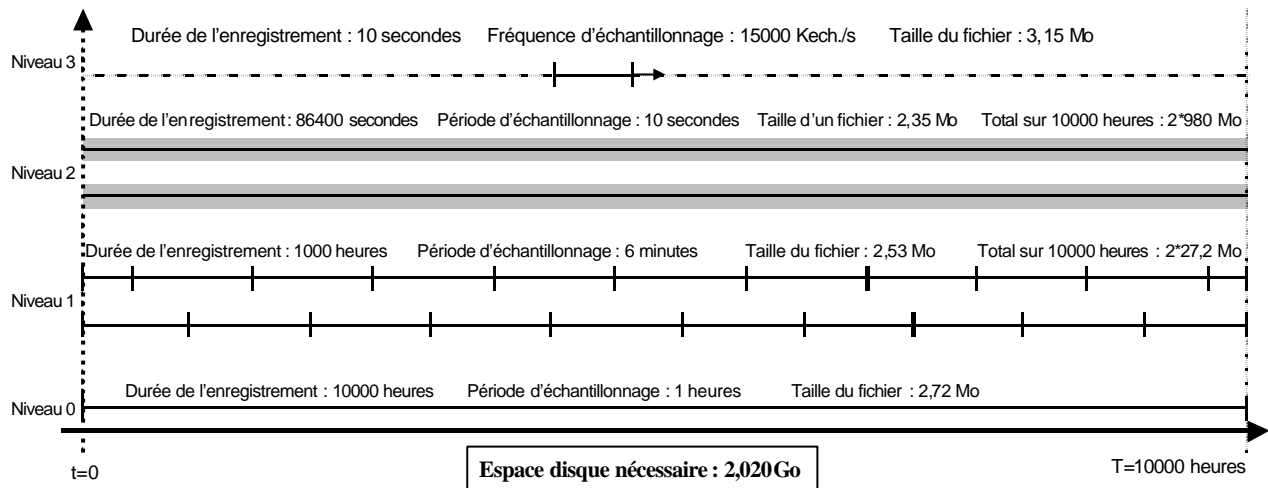


Figure IV.5 : architecture du système de fichier

Les données issues du buffer d'acquisition sont codées en "mot" (4 octets). Les fichiers enregistrés sont au format binaire afin de minimiser l'espace disque utilisé. La lecture et l'exploitation de ces fichiers est faite nécessairement par une autre application programmée sous Labview™, pas présentée dans ce mémoire. L'intérêt de cette méthode est que l'exploitation de ces fichiers est beaucoup plus rapide et flexible.

Ce programme dédié à la surveillance électrothermique ne génère que les fichiers de niveau 2 et 3 (cf. figure IV.5). Une phase de post-traitement est nécessaire, à partir d'un autre programme, pour obtenir les fichiers de niveau inférieur.

4.3.5.3 Validation

La figure IV.6 est une photo du banc complet.

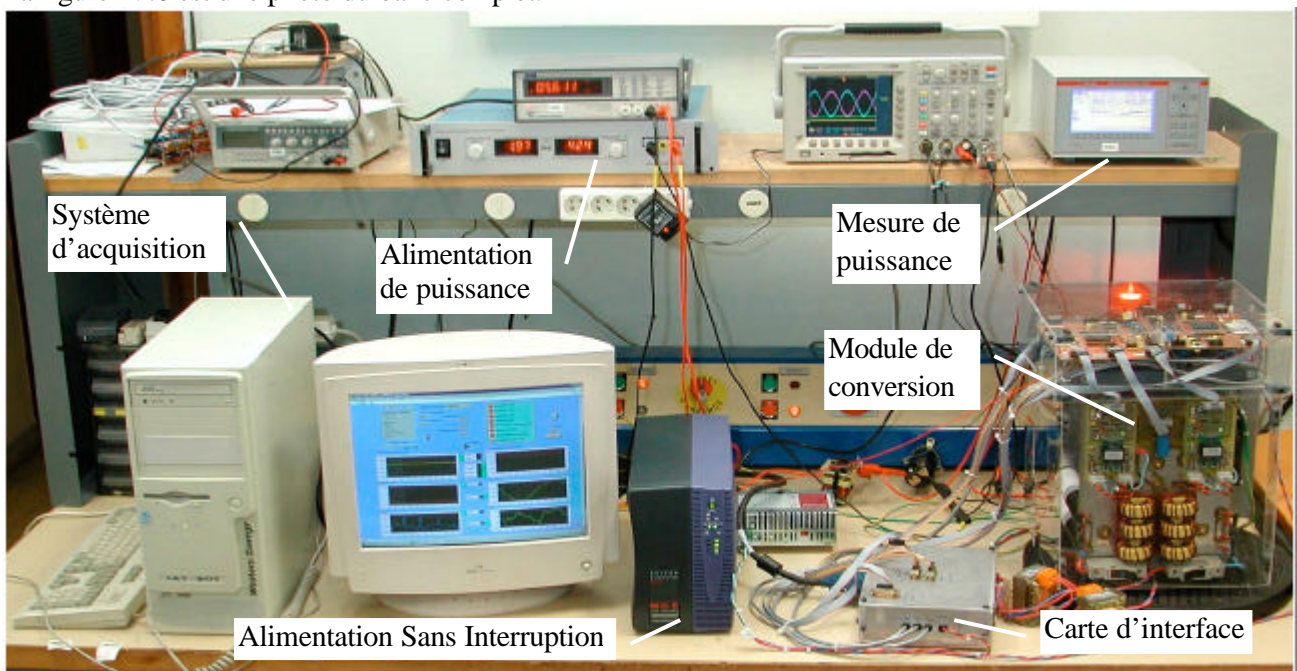


Figure IV.6 : banc de fiabilité complet

Toutes les fonctions programmées sous Labview™ ont été testées avant le démarrage de l'essai de fiabilité. La figure IV.7 est une saisie d'écran représentant la face avant du programme. Cette face avant permet à l'utilisateur "d'observer" le module de conversion au cours de son fonctionnement.



Figure IV.7 : Face avant permettant la visualisation temps réel des grandeurs électrothermiques du module de conversion

4.3.6 Conclusion

Un système d'instrumentation et de surveillance électrothermique pour le module de conversion a été mis en place. Ce système se compose d'une série de capteurs (tension, courant, température) placés sur le module de conversion, d'une carte d'interface et d'un système d'acquisition et de traitement des données. Le but de cette surveillance est double : tout d'abord, elle permet d'observer le comportement électrothermique des modules IGBT sous test, afin de s'assurer que les contraintes appliquées sur ces modules restent constantes. Dans un deuxième temps, cette surveillance nous permettra d'obtenir le maximum d'informations avant la défaillance d'un module IGBT : du démarrage du test jusqu'aux 10 dernières secondes de fonctionnement.

4.4. Caractérisation des modules IGBT et des condensateurs

4.4.1. Introduction : pourquoi une caractérisation ?

Cette campagne de caractérisation est menée sur les condensateurs électrolytiques de chaque cellule de commutation et les modules IGBT utilisés durant cet essai de fiabilité. Ces caractérisations ont lieu toutes les 1500 heures de fonctionnement et une campagne a été effectuée avant le démarrage de l'essai. Avant de les caractériser, il a fallu repérer chaque composant. La figure IV.8 représente la photo du module de conversion et le plan d'implantation de chaque composant sous test, ainsi que leur mon (module IGBT et condensateur).

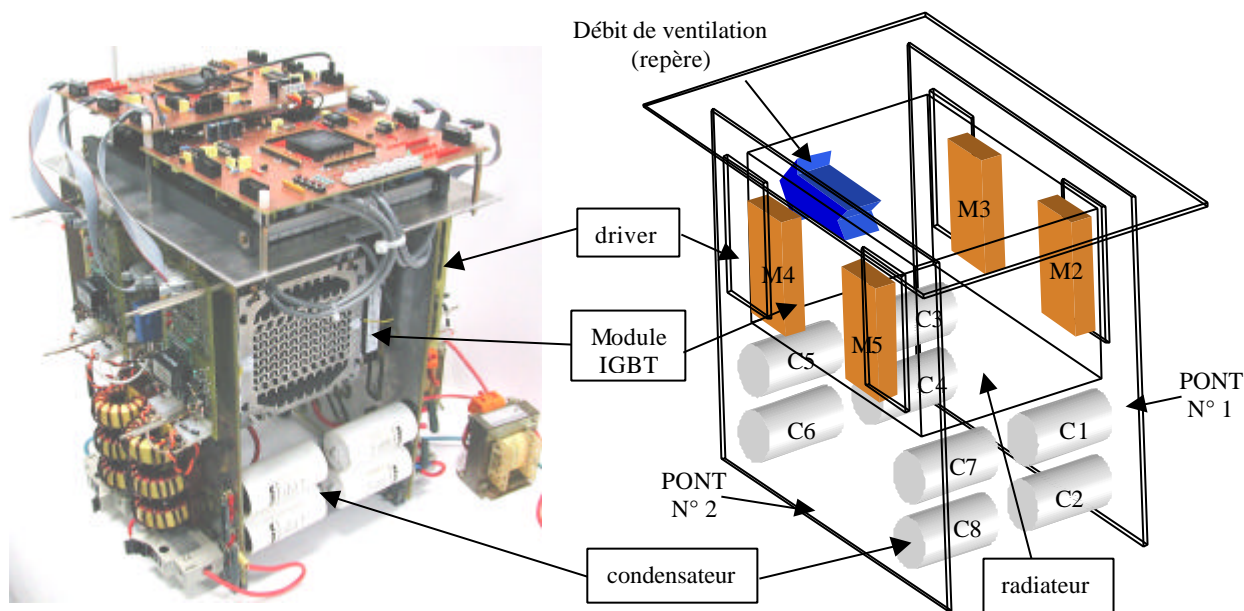


Figure IV.8 : module de conversion : numérotation des composants

Pour la numérotation des modules IGBT, celle-ci commence à 2. Le module numéro 1 possédait une puce IGBT défectueuse. Cette défaillance a été diagnostiquée lors de la première caractérisation (avant le démarrage de l'essai). Ce module sert d'étalon pour chaque campagne de caractérisation afin de s'assurer de la reproductibilité des mesures.

4.4.2. Protocole de caractérisation des condensateurs électrochimiques

La caractérisation des condensateurs consiste à mesurer leur impédance en fonction de la fréquence. De cette impédance, nous allons pouvoir déterminer l'évolution de la capacité et de la résistance série en fonction de la fréquence. Ces mesures sont effectuées pour deux températures : 40 et 85°C. Ces mesures sont faites à partir des moyens du LEM, grâce à un analyseur d'impédance et une étuve.

De plus, chaque condensateur est pesé avec une grande précision afin de déterminer quelle est la quantité d'électrolyte perdue au cours du temps.

Ce protocole de caractérisation a été mis au point en accord avec l'état de l'art sur les mécanismes et les modes de défaillance des condensateurs électrolytiques présenté au chapitre II. En effet, pour ce type de condensateur, c'est l'électrolyte et non l'isolant qui subit les effets du vieillissement. Au cours du temps, l'électrolyte se vaporise dans le condensateur et l'augmentation de pression favorise la fuite de cet électrolyte. La vaporisation et la fuite de l'électrolyte sont donc traduites par une augmentation de la résistance série, une diminution de la capacité et du poids du condensateur.

La figure IV.9 représente un relevé de caractérisation effectué sur le condensateur C1 avant le démarrage de l'essai. Cette campagne de caractérisation menée sur les sept autres condensateurs nous donne les mêmes résultats. Tous les condensateurs présentent la même impédance avec une dispersion très faible.

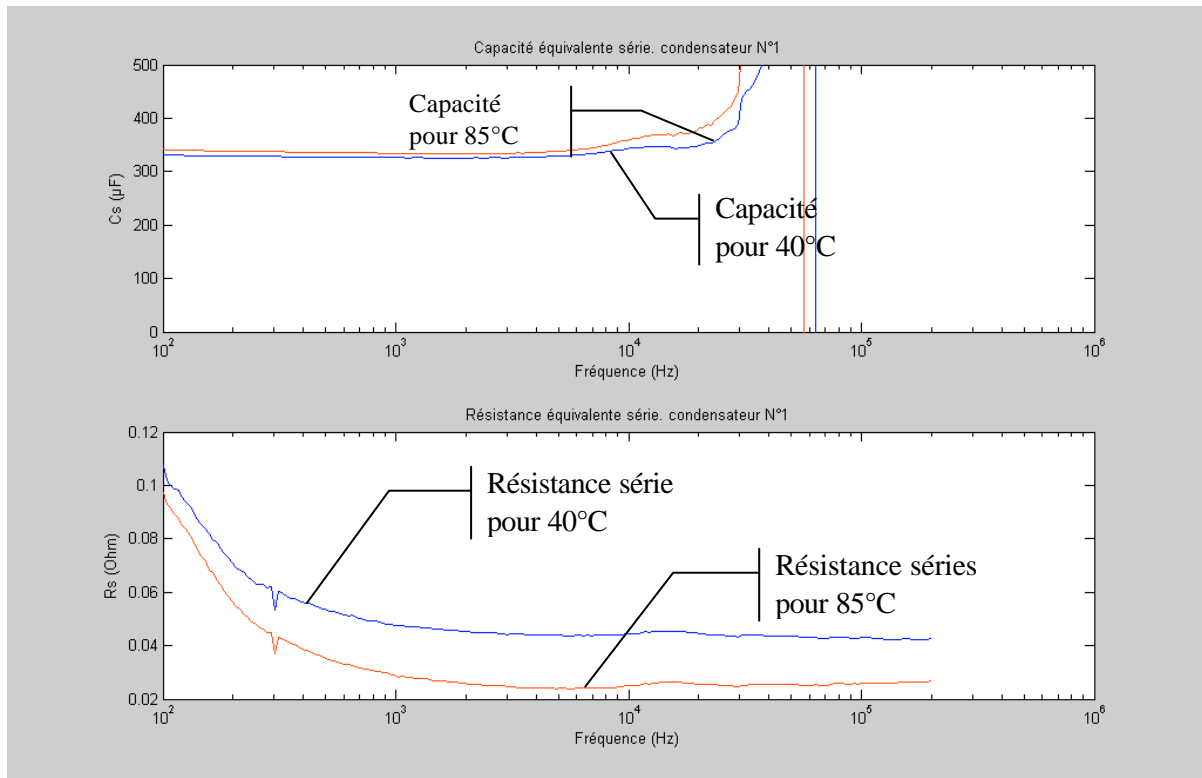


Figure IV.9 : caractérisation du condensateur C1 : mesure de la capacité et de la résistance série en fonction de la fréquence pour deux températures (40°C en bleu et 85°C en rouge)

4.4.3. Protocole de caractérisation des modules IGBT

La caractérisation des modules IGBT se fait en deux étapes : tout d'abord une caractérisation dite statique est effectuée par l'intermédiaire des moyens de la salle de caractérisation du LAAS. Ensuite, une caractérisation dite dynamique est effectuée au LEEI sur un montage dédié à cet effet.

4.3.3.1. Caractérisations statiques

C'est l'ensemble des mesures électriques qu'il est possible de réaliser sur un module IGBT.

a) Caractéristique de sortie ($I_c = f(V_{ce})$)

La mesure de la caractéristique de sortie des puces IGBT est faite en plusieurs étapes de manière à obtenir le plus d'informations, avec la plus grande précision possible. Pour chaque puce IGBT, on mesure :

- I_c en fonction de V_{ce} pour une tension de grille nulle (**a**),
- I_c en fonction de V_{ce} pour les tensions de grille suivantes : 6V, 6.25V, 6.5V, 6.75V, 7V, 7.25V, 7.5V (**b**),
- I_c en fonction de V_{ce} , V_{ce} compris sur l'intervalle [0,2V] et pour les tensions de grille suivantes : 7.5V, 8V, 8.5V, 9V, 9.5V et 10V (**c**),
- I_c en fonction de V_{ce} , V_{ce} compris sur l'intervalle [0,5V] et pour des tensions de grille de 7.5 et 8V (**d**).

Toutes ces mesures sont faites pour trois températures : la température ambiante (25°C), 75°C et 140°C. La figure suivante nous donne le résultat de ces mesures faites avant le démarrage de l'essai (module non vieilli), sur le premier module IGBT (module 2), sur la première puce de ce module (IGBT1) et pour une température de 140°C.

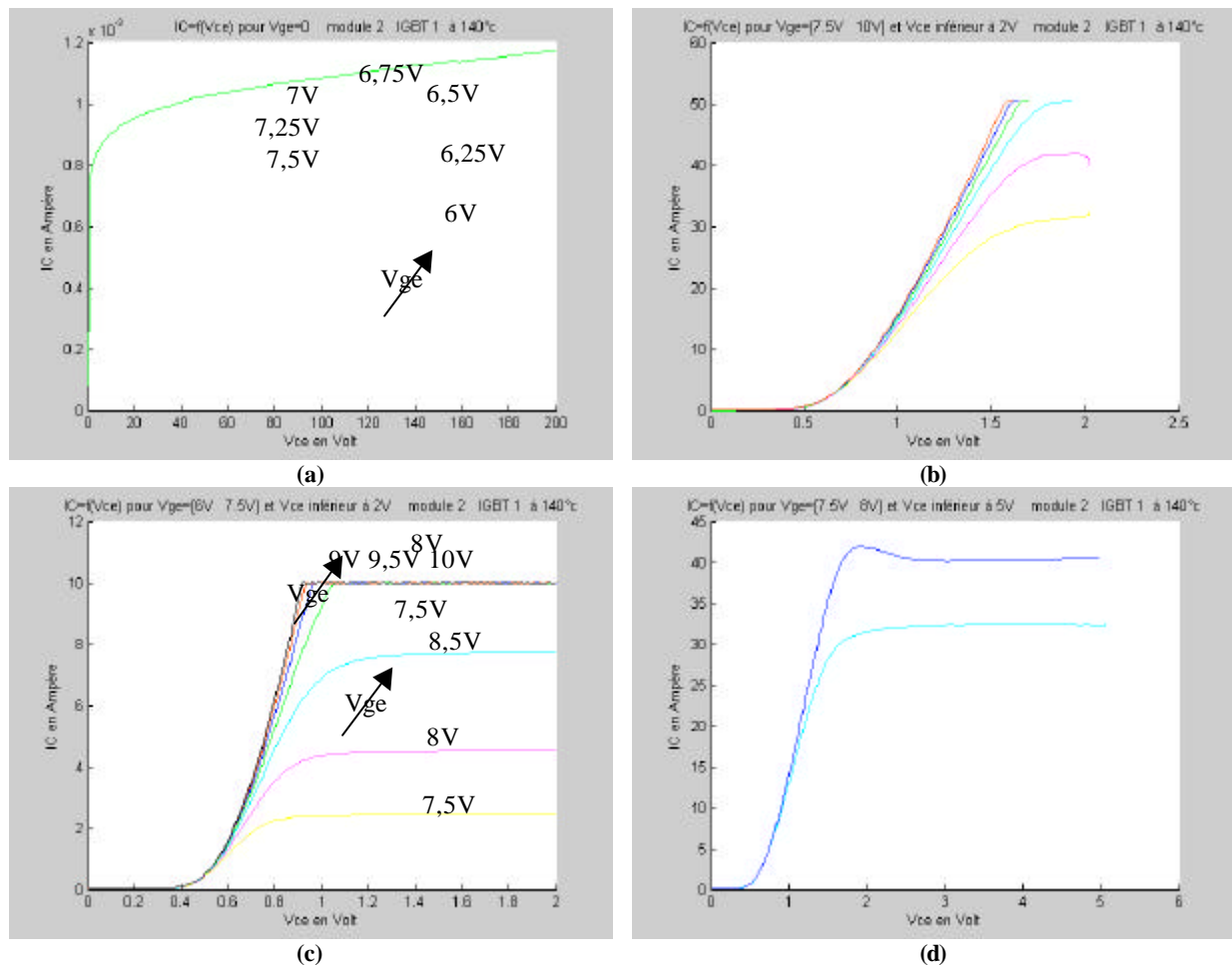


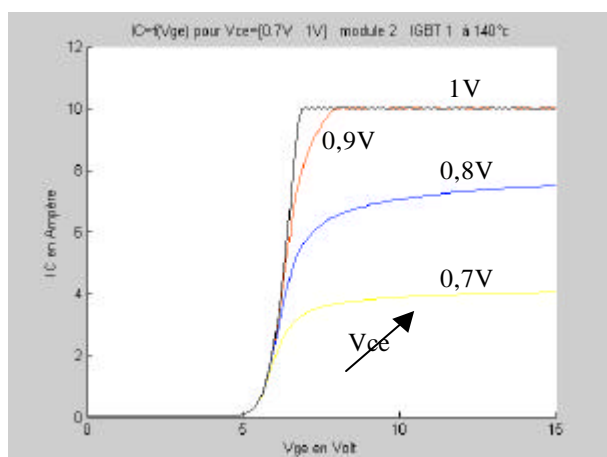
Figure IV.10 : Caractéristiques de sortie pour une puce IGBT pour différentes tensions de grille

La mesure de la caractéristique de sortie des puces IGBT au cours du temps pourra nous permettre de visualiser l'effet de certains phénomènes sur le comportement électrique des modules IGBT. D'après l'état de l'art sur les mécanismes et les modes de défaillance des modules IGBT (cf. chapitre II), ces phénomènes sont les suivants :

- l'électromigration apparaissant aux interfaces métallisation/silicium,
- la corrosion des pieds de bonding,
- la dégradation des contacts par effort mécanique au niveau des métallisations.

Tous ces phénomènes ont pour effet d'augmenter la résistance au niveau des contacts électriques entre les bondings et le silicium des puces IGBT. Cette augmentation de la résistance de contact sera visible sur la zone linéaire de la caractéristique de sortie des puces.

b) Caractéristique de transfert de l'IGBT ($I_c = f(V_{ge})$ à V_{ce} donnée)



Le relevé de la caractéristique de transfert des puces IGBT consiste en la mesure du courant collecteur en fonction de la tension de grille pour différentes tensions collecteur-émetteur (dans notre cas : 0.7V, 0.8V, 0.9V et 1V). ces mesures sont, là aussi, effectuées sur toutes les puces IGBT et pour les trois températures définies précédemment (25°C, 75°C, 140°C). La figure IV.11 nous donne les caractéristiques de transfert de la puce N°1, du premier module IGBT et pour une température de 140°C.

Cette mesure peut être intéressante car elle peut nous renseigner sur un phénomène déjà observé sur des modules IGBT: c'est la diminution de la

Figure IV.11 : caractéristique de transfert d'une puce IGBT

transconductance des puces. Ce phénomène a été relevé par plusieurs équipes de recherche et durant des essais de fiabilité “normalisés” [Bouzourene] [Marcos]. Ces tests ont été fait en respectant les conditions des tests de qualité normalisés, tests effectués par les constructeurs de modules IGBT

c) Courant de fuite et tension d’avalanche de chaque interrupteur

Le courant de fuite et la tension d’avalanche ont été mesurés sur chaque interrupteur et pour les trois températures (25°C, 75°C, 140°C). La figure IV.12 représente ces mesures effectuées avant le démarrage de l’essai, pour la puce N°1 du premier module IGBT et pour les trois températures. La mesure de la tension d’avalanche a été faite en limitant le courant collecteur à 10 mA de manière à ne pas détériorer les modules IGBT au cours de cette opération [Chen]. Durant cette campagne de caractérisation, il est impossible de déterminer quelle puce est à la source du courant de fuite et laquelle entre en avalanche : chaque interrupteur de puissance est composé d’un IGBT en parallèle avec une diode et il est impossible de les dissocier. Un essai sur un module IGBT ouvert nous a montré que c’est la tension d’avalanche de la diode que nous mesurons. Cette mesure de tension et de courant de fuite peut nous donner des indications sur l’état de vieillissement de la passivation des puces semi-conductrices. En effet la tension d’avalanche d’une puce IGBT ou diode, encapsulée dans un module, correspond à la tension maximale supportée par la passivation [Baliga]. Cette passivation, selon les matériaux utilisés (verre, diamant, polymère) peut être le siège de phénomènes de vieillissement (dans le cas des polymères, ces phénomènes sont bien connus). La mesure du courant de fuite au cours du test nous donnera aussi des indications sur l’apparition du phénomène d’électromigration [Jensen].

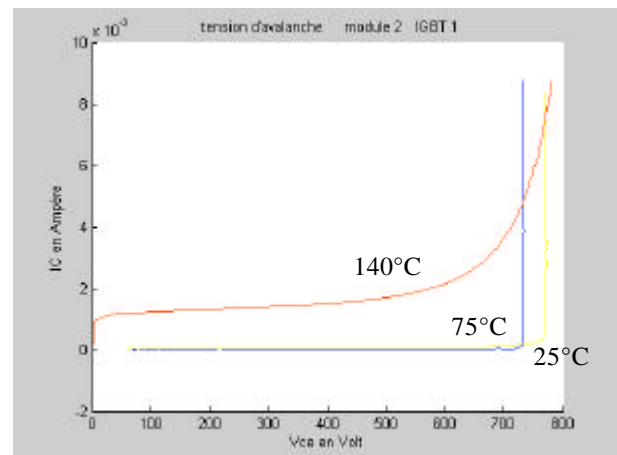


Figure IV.12 : courant de fuite et tension d’avalanche d’une puces IGBT

d) La “gate charge” de l’IGBT ($V_{ge}(t)$ à I_g constant)

Le relevé de la “gate charge” d’un IGBT consiste à mesurer la tension de grille de cet IGBT au cours du temps, en alimentant la grille avec une source de courant constant et en fixant la tension collecteur-émetteur. La figure IV.13 nous donne le résultat de ce relevé pour une puce IGBT, pour une température de 25°C et deux tensions de V_{ce} (0V et 100V).

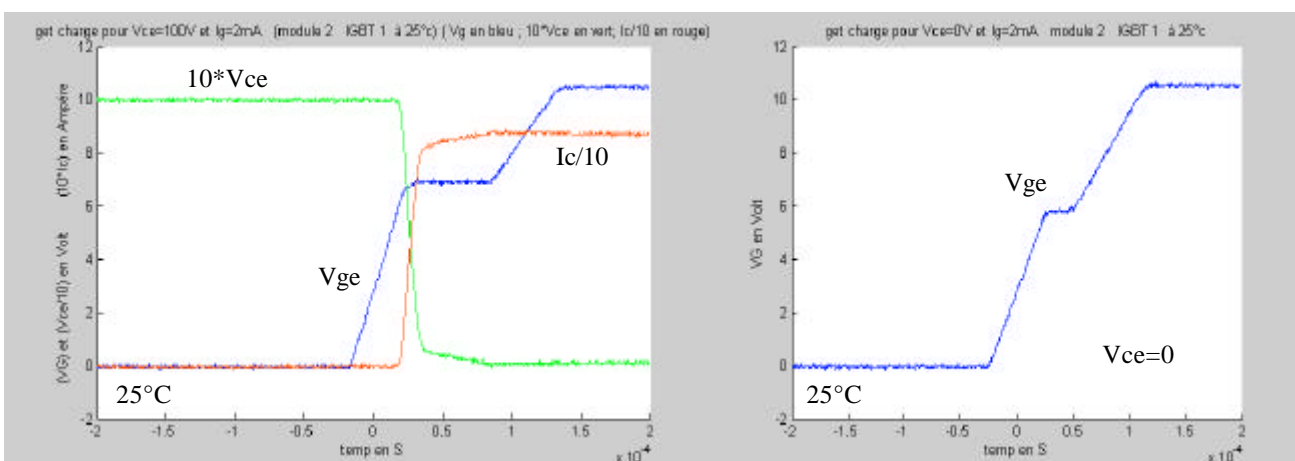


Figure IV.13 : gate charge d’une puce IGBT sur charge résistive

Ce type de relevé nous permet d’extraire beaucoup d’informations sur le comportement de la grille de l’IGBT, tel que : la tension de seuil, la valeur des capacités de grille, avant et après le palier Miller. Ces dernières informations peuvent nous renseigner sur l’évolution ou non de la quantité de charges stockées sur la grille au cours du temps. En effet, d’après l’état de l’art sur les mécanismes de dégradation des modules IGBT, certains phénomènes de vieillissement auxquels seront soumis les composants que nous allons tester,

dans les conditions de nos essais, se situent au niveau des l'oxydes de grille. Plusieurs travaux sur la fiabilité et les modes de dégradation de ces composants ont montré, entre autre, que la tension de seuil varie en fonction du stress appliqué. Dans le cas des travaux de Bouzourene [Bouzourene], les composants soumis à des essais de fiabilité "normalisés", ont vu la tension de seuil augmenter. Pour les travaux menés à Metz [Maouad] [Maouad2], il a été observé une variation de la tension de seuil (augmentation ou diminution) en fonction du stress appliqué (fonctionnement à vide, fonctionnement en charge, stress physique en conduction ou stress physique en commutation). Tous ces résultats ne démontrent pas que nous allons obligatoirement observer une variation de la tension de seuil des IGBT durant nos essais de fiabilité. Ces essais peuvent être répertoriés dans la catégorie des tests de fiabilité "spéciaux", appliqués dans des conditions spéciales. Ils nous donnent, par contre, des pistes à explorer afin de quantifier et qualifier les dérives paramétriques que nous seront susceptibles d'observer.

4.3.3.2. Caractérisations dynamiques

La caractérisation dynamique des modules IGBT consiste à effectuer un relevé de commutation de type mono-coup comprenant un amorçage et un blocage pour deux températures : 25°C et 140°C. Le schéma du banc de test est présenté ci-dessous (figure IV.14).

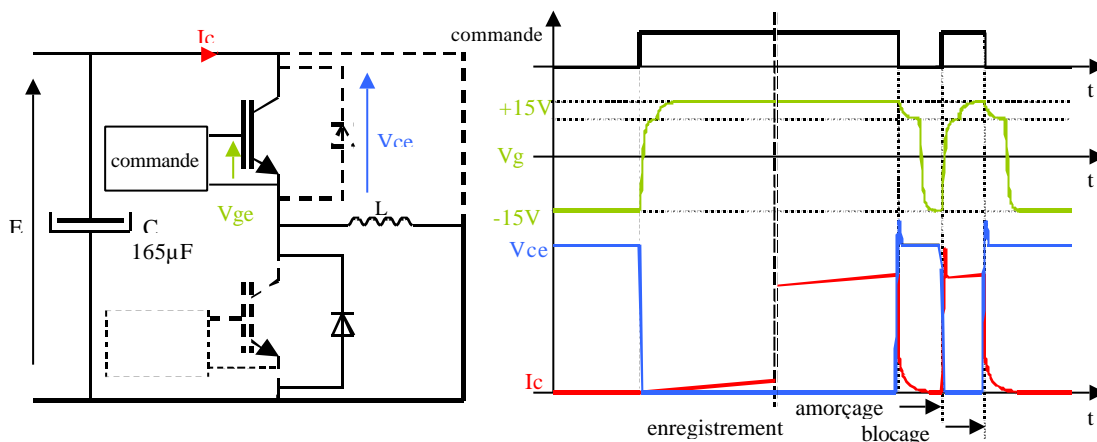


Figure IV.14 : schéma du banc de caractérisation et formes d'ondes

Les conditions de cette caractérisation sont :

Tension d'alimentation	300V	Tension de grille	$\pm 15V$
Courant dans les interrupteurs	50 A	Température de jonction	25 °C et 140°C

La figure suivante est une photo du banc de caractérisation. Ce banc est composé d'un pont de puissance identique à celui du module de conversion, auquel a été ajouté une carte générant les impulsions de commande.

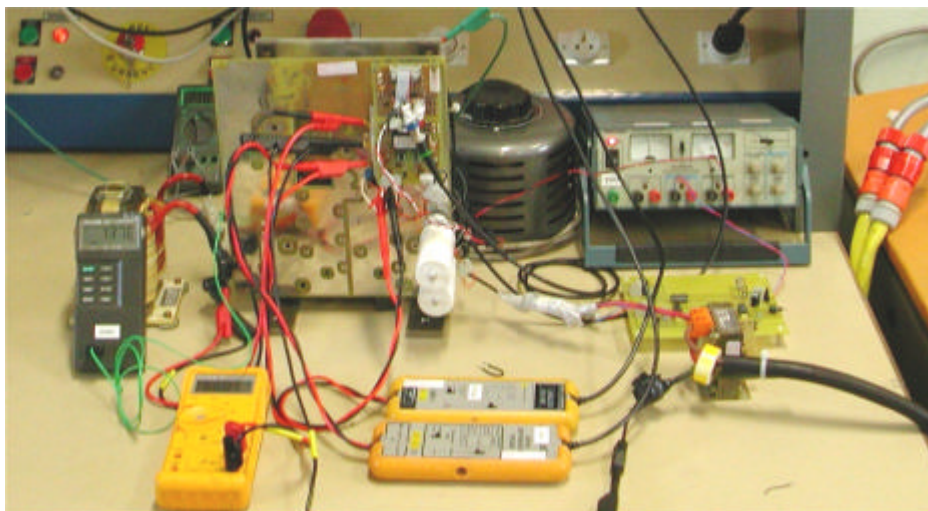


Figure IV.15 : photo du banc de caractérisation dynamique (commutation)

La figure suivante nous donne le résultat de cette campagne de caractérisation pour le premier interrupteur du module N°2.

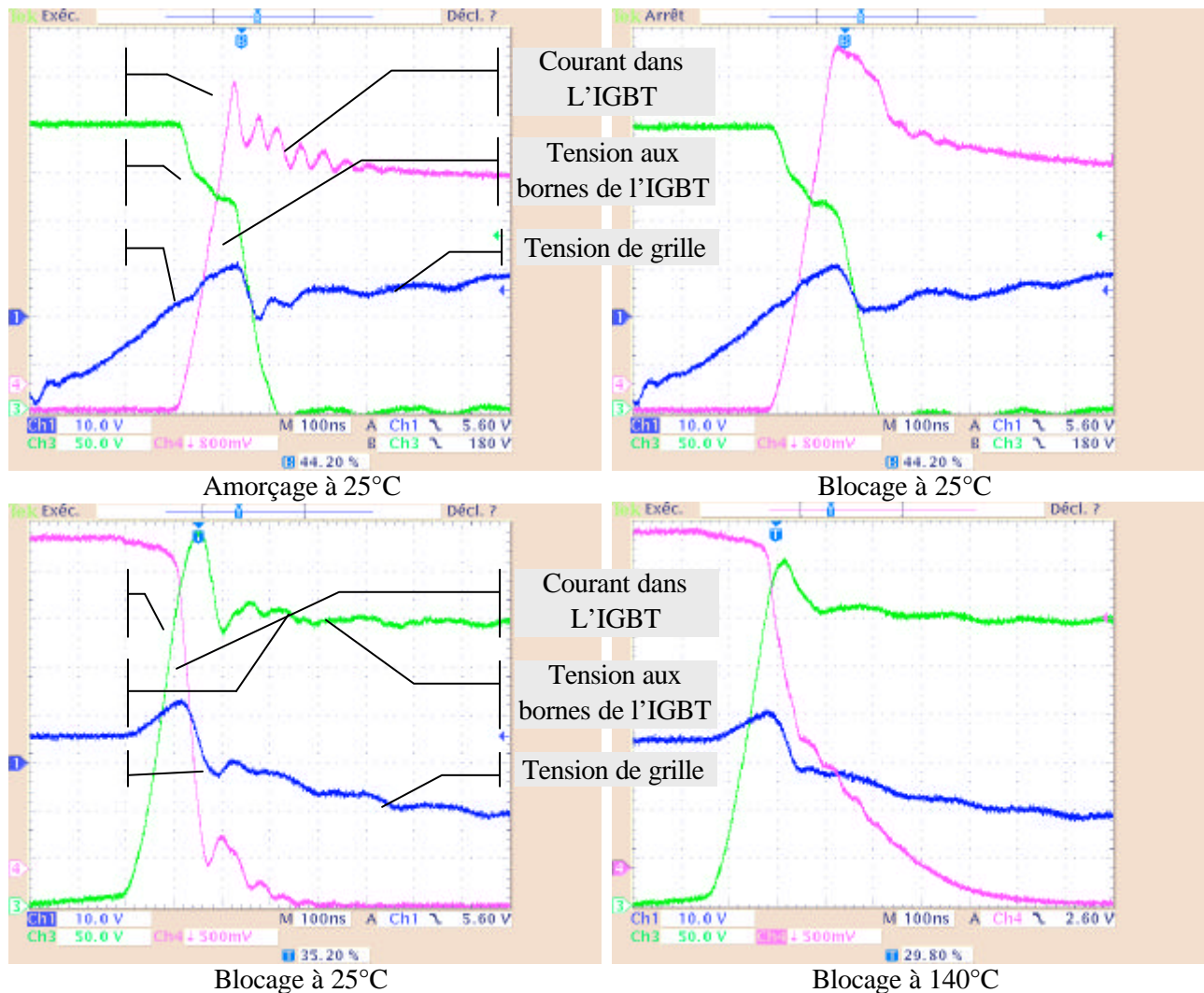


Figure IV.16 : relevés de commutations mono-coup (amorçage et blocage) d'une paire IGBT/diode

Cette caractérisation a été effectuée à partir de 1500 heures de fonctionnement. Elle nous permet de mesurer les paramètres liés à la commutation : courant de recouvrement des diodes, courant de traînage des IGBT, di/dt et dv/dt . Cette campagne de caractérisation concerne notamment les puces IGBT. Il n'y a pas beaucoup de dispersion au niveau des caractéristiques des différentes puces ce qui prouve que ces mesures sont reproductibles sur tous les modules. Les résultats des campagnes de caractérisations futures démontreront cette reproductibilité. Afin de rester rigoureux dans notre démarche, dans la suite de ce chapitre consacré aux premiers résultats issus de cet essai de fiabilité, nous allons tenir compte de toutes les données pour tous les composants.

4.5. Premiers résultats de vieillissement

4.5.1. Dépouillement des données enregistrées sous Labview™

Après chaque cycle de 1500 heures, les données enregistrées sous Labview™ sont dépouillées. Pour la rédaction de ce mémoire, deux cycles de fonctionnement ont été accomplis.

4.5.1.1 Les mesures de température de semelle des modules IGBT

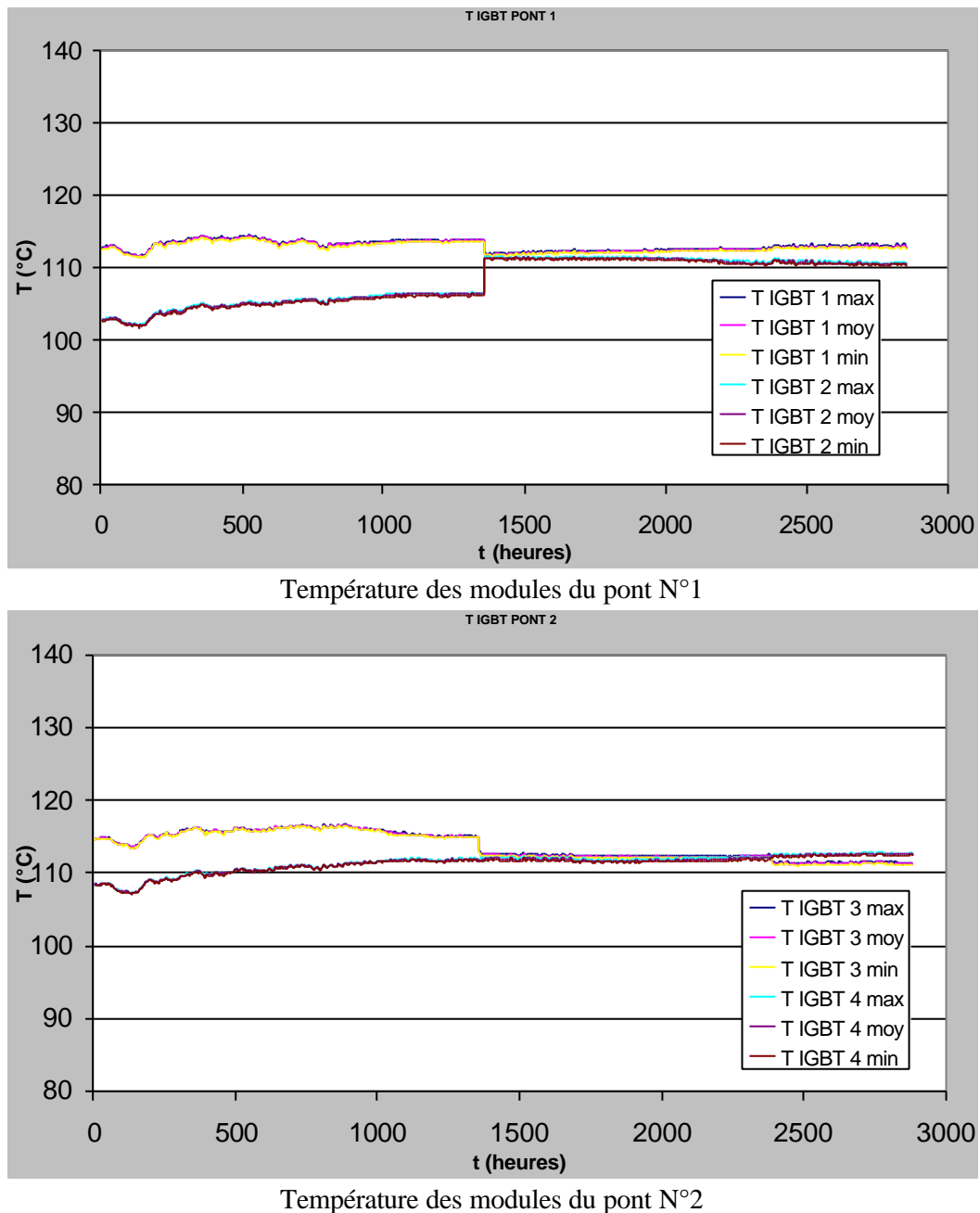
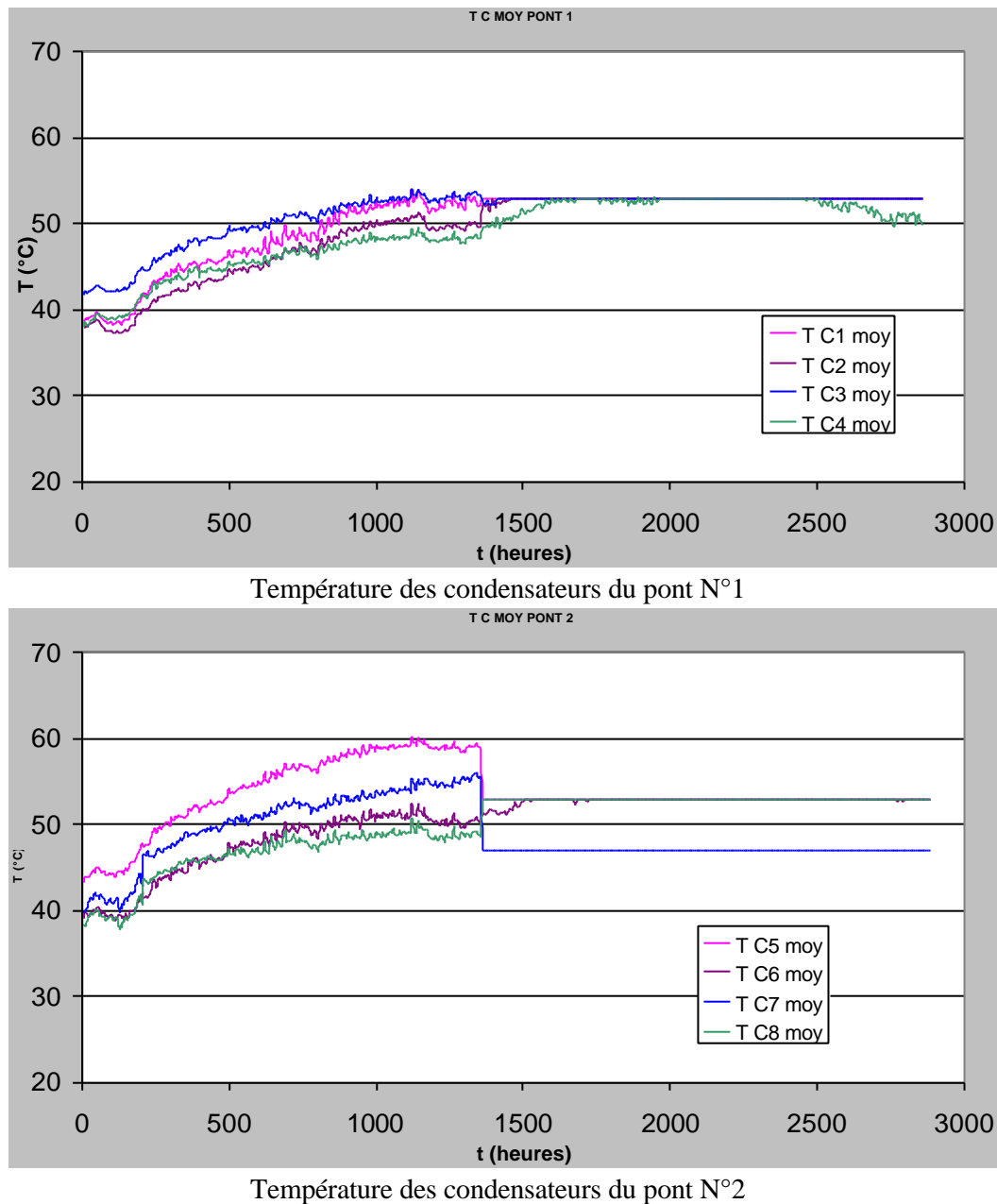


Figure IV.17 : températures de semelle des modules IGBT durant 3000 heures de fonctionnement

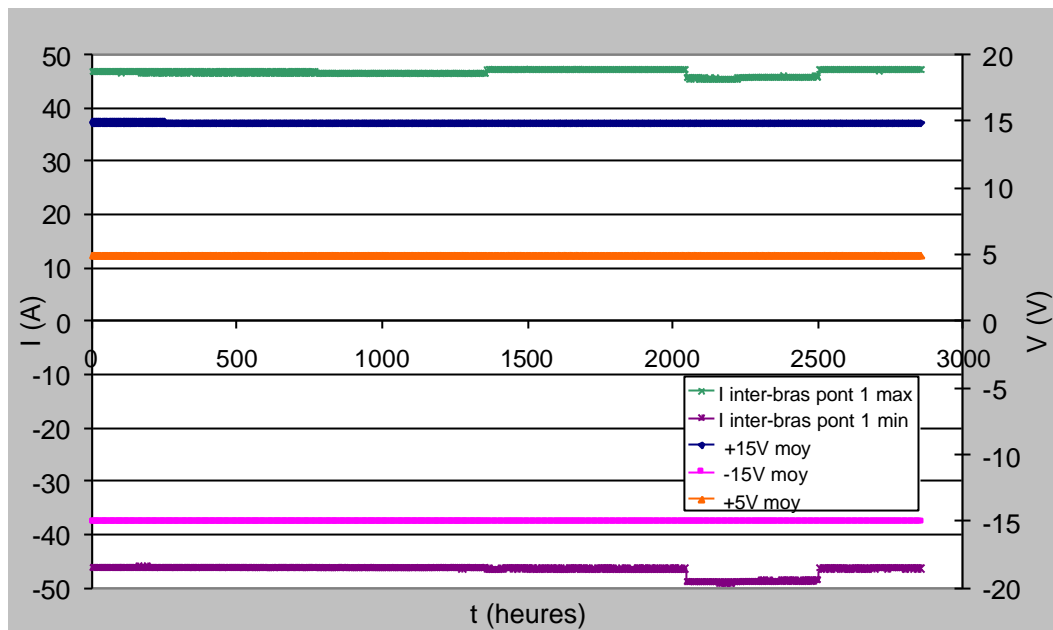
Le relevé de ces températures nous indique que les puces des modules IGBT fonctionnent bien à la température que nous nous sommes fixés. On peut observer deux zones sur ces courbes. Durant les 1500 premières heures de fonctionnement, la température de semelle des modules a augmenté. Cette évolution est due au fait que la couche de graisse silicone présente entre les modules et le radiateur a fluée. Pour la deuxième campagne, nous avons réduit l'épaisseur de cette couche de graisse et nous avons ajusté le couple de serrage des vis fixant les modules. Ces améliorations ont eut pour effet de limiter fortement les variations de température.

4.5.1.2 Les mesures de température des condensateurs

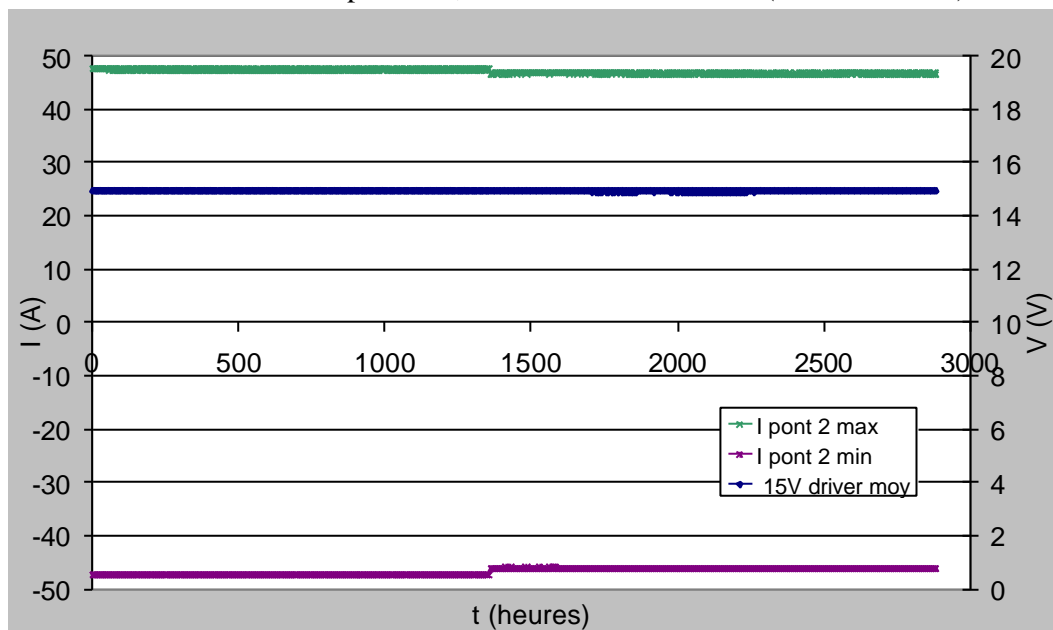
**Figure IV.18 : températures d'enveloppe des condensateurs**

On constate l'apparition de deux régions bien distinctes sur ces relevés. Durant le premier cycle, la température des condensateurs évolue de manière importante (augmentation de 15°C en moyenne). Cette augmentation de température signifie que les pertes ont aussi augmentées. Une analyse de la puissance absorbée par le pont ainsi que des caractéristiques des condensateurs à 1500 heures nous donnera plus de précision à ce sujet. Durant le deuxième cycle de l'essai, un problème est survenu sur ces mesures de température. Lors de l'arrêt à 3000 heures, ce problème sera résolu.

4.5.1.3 Les mesures des grandeurs électriques



Courant inter-bras du pont N°1, alimentations auxiliaires (+/- 15V et +5V)



Courant inter-bras du pont N°2, alimentation des drivers (+15V)

Figure IV.19 : Courant inter-bras pour les deux ponts et tensions auxiliaires

Ce relevé des courants inter-bras de chaque pont nous conforte dans le fait que les composants sous test sont bien traversés par le même courant tout au long de ce test. La surveillance des tensions auxiliaires (+/- 15V, +5V et alimentation des drivers) nous permet d'affirmer que les cartes électroniques des deux ponts ont parfaitement bien fonctionné sur les 3000 heures.

Comme on peut le voir sur la figure suivante, la tension d'alimentation est constante tout au long des essais. Le décalage observé à 1750 heures correspond à un changement de l'alimentation de puissance.

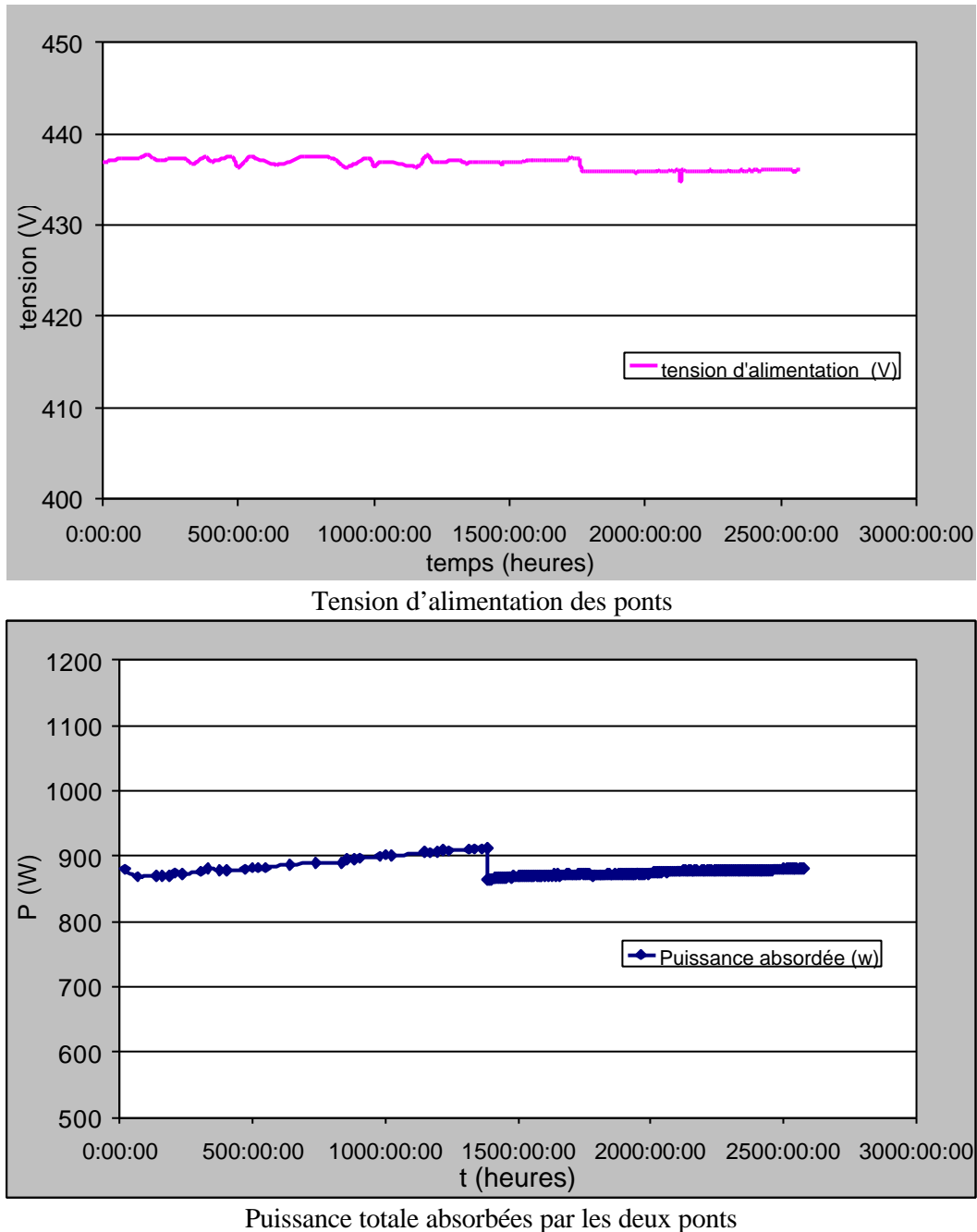


Figure IV.20 : Tension d'alimentation et puissance absorbée par le module de conversion (mesures effectuées par l'analyseur de puissance)

La puissance absorbée par le pont (figure IV.20) augmente au cours du temps. Cette augmentation peut être rattachée à une augmentation des pertes soit au niveau des modules IGBT, soit au niveau des condensateurs. Cette augmentation de pertes est quasiment identique sur les deux ponts. Le juge de paix dans ce domaine sera le bilan de la campagne de caractérisations à 1500 et 3000 heures.

Toutes ces mesures (tension, courant, température...) nous permettent de justifier le fait que le module de conversion a parfaitement bien fonctionné durant ces 3000 heures et que les conditions de l'essai sont parfaitement reproductibles.

4.5.2. Résultats des campagnes de caractérisation

Après avoir dépouillé les données issues de l'instrumentation du banc, intéressons-nous aux résultats de la caractérisation obtenus pour 0, 1500 et 3000 heures afin de confirmer les variations observées précédemment.

4.5.2.1 Caractérisation des modules IGBT

Les résultats de ces caractérisations nous donnent un grand nombre de courbes qu'il faut synthétiser. Le résultat de cette synthèse est qu'il n'y a encore aucune variations des paramètres des puces, au niveau de la partie silicium (tension d'avalanche, courant de fuite, caractéristiques de sortie) et au niveau de l'oxyde des IGBT (tension de seuil, transconductance). Du point de vue dynamique, aucune variations ont été observées sur les paramètres de la commutation : courant de recouvrement des diodes, courant de traînage des IGBT, di/dt et dv/dt . Ces résultats sont très intéressants à double titre. Dans un premier temps, ils nous démontrent que toutes les mesures effectuées lors des caractérisations sont parfaitement reproductibles d'un composant à l'autre et au cours du temps. Ensuite, ils nous "rassurent" sur la qualité des composants en notre possession. Durant ces 3000 heures de fonctionnement, sous très fortes contraintes, aucun composant ne présente les signes d'une dégradation physico-chimiques ou d'un vieillissement, visible en tous cas.

4.5.2.2 Caractérisation des condensateurs

En ce qui concerne les condensateurs, ces résultats sont tout autres. Au bout de 1500 heures de fonctionnement, nous pouvons constater que la résistance série de chaque condensateur a augmenté de 50% en moyenne. Cette augmentation est assez homogène sur tous les condensateurs, sauf le N°4.

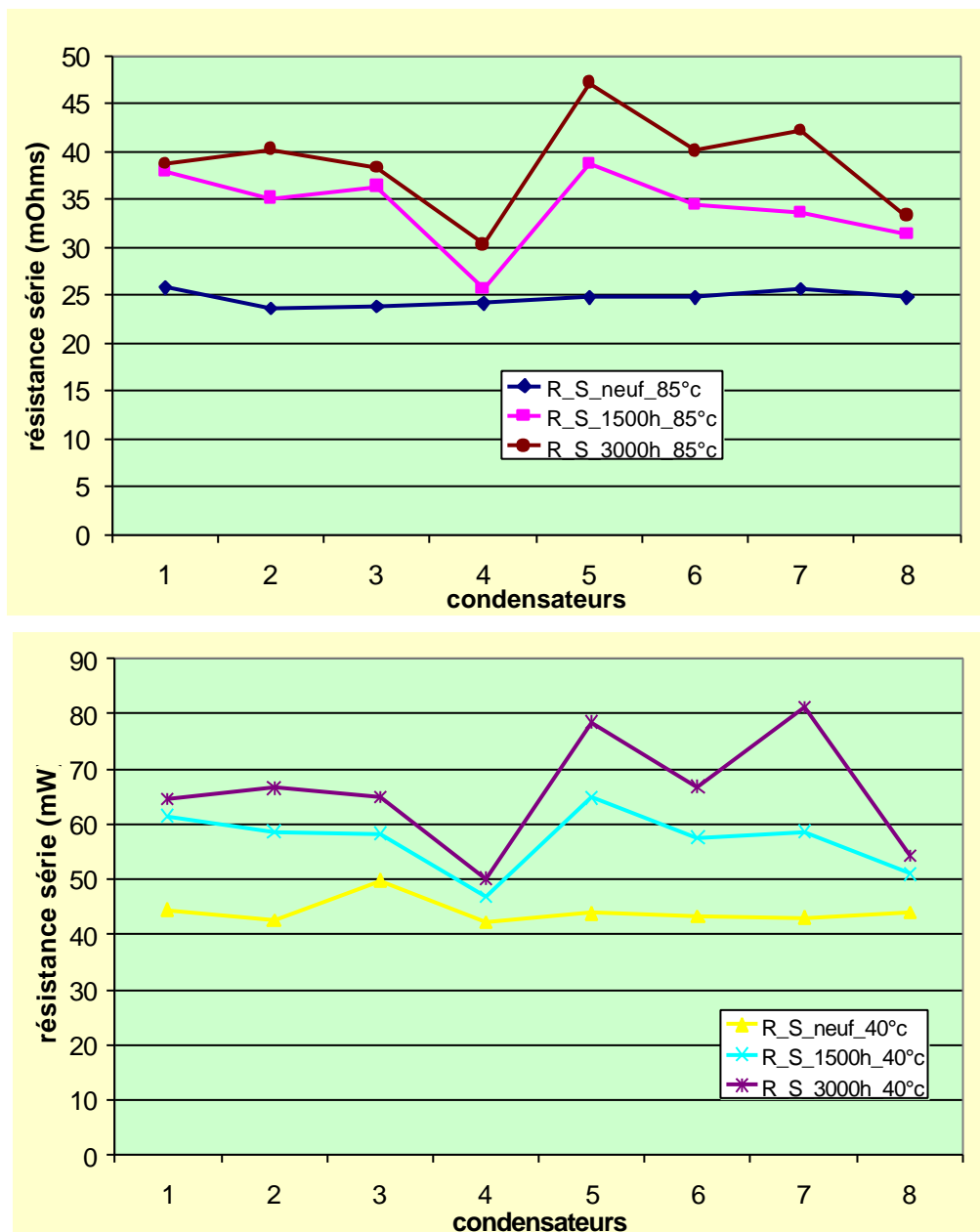


Figure IV.21 : évolution de la résistance série des condensateurs au cours du temps

La dispersion, faible pour $t=0$, devient de plus en plus importante. Durant les 1500 premières heures, la résistance série de ces condensateurs a augmenté de 40% avec une dispersion très importante. Sur le deuxième horizon de temps (1500-3000 heures), le vieillissement est moindre. La résistance série des condensateurs n'a augmenté que de 10%.

Durant la deuxième phase de l'essai, plusieurs condensateurs ont été soumis à une pression interne trop importante, entraînant l'ouverture de leurs soupapes de sécurité. Cette ouverture a entraîné une fuite importante d'électrolyte. En effet, on peut constater une forte diminution du poids de ces condensateurs à 3000 heures de fonctionnement (cf. figure ci-dessous pour les condensateurs 7 et 5).

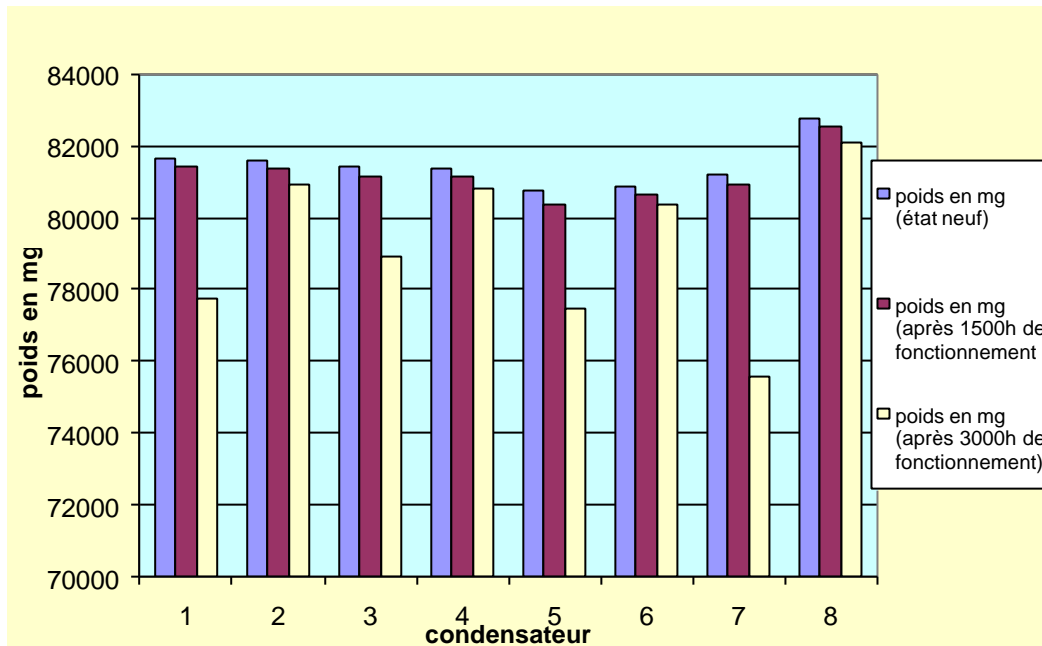


Figure IV.22 : masse des condensateurs pour les différents instants de caractérisation

Cette diminution de masse engendre une augmentation de la résistance série, comme on peut le constater sur la figure IV.21 (toujours pour les condensateurs 7 et 5). Les condensateurs 4 et 8 semblent peu sensible au vieillissement

4.6 Conclusion intermédiaire

Ce premier essai de fiabilité mené sur quatre modules IGBT a bien débuté. Aucune défaillance n'est intervenue, ni sur les composants, ni sur leur environnement. Nous avons pu montrer la reproductibilité des conditions de test et de la caractérisation. Au niveau des modules IGBT, aucun phénomène de dégradation n'a été observé. Par contre les condensateurs se retrouvent en régime de très fort vieillissement. Il apparaît que ce vieillissement n'est pas régulier au cours du temps. Cette conclusion est intermédiaire car lors de l'écriture de ces lignes, l'essai de fiabilité se poursuit.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Conclusion Générale et Perspectives

Ce travail de thèse constitue une introduction à la fiabilité des cellules de commutation à transistors IGBT menée conjointement entre le LEEI et le LEM. Il part du constat d'un manque de connaissances et de modèles sur les mécanismes de dérives, de dégradations et de défaillances des composants de puissance soumis à des contraintes maîtrisées. Par conséquent, l'objectif central de cette recherche vise la mise à jour des relations de cause à effet entre les contraintes réelles produites par une cellule vis-à-vis des défauts intrinsèques, des limites physiques et des imperfections technologiques des composants.

C'est donc au niveau d'une cellule de commutation complète, dotée de tous ses auxiliaires rapprochés (drivers, alimentations, composants passifs de puissance) que se situe notre approche de la fiabilité. Sur cette base, notre démarche consiste à réaliser un suivi en nombre et en durée de l'ensemble des composants de puissance constituant cette cellule et placés sous les mêmes contraintes. Le suivi consiste à comparer l'évolution des caractéristiques des composants, mesurées à intervalles réguliers par rapport aux caractéristiques initiales de ces mêmes composants. La modélisation comportementale des dérives et de la dispersion de ces dérives sur les paramètres les plus sensibles, est susceptible d'enrichir nos connaissances à plus d'un titre : la qualité des composants sous contraintes réelles, la compréhension des causes de défaillances par l'identification de paramètres physiques pertinents. L'identification du mode de défaillance sous contrainte constitue également un volet de l'étude.

A terme, les résultats de cette recherche sont susceptibles d'initier une démarche plus amont de fiabilité prévisionnelle et de maintenance prédictive (ou conditionnelle) au niveau des cellules et des systèmes d'électronique de puissance. Les relations "dimensionnement – fiabilité" des composants de puissance, et inversement, la définition de nouveaux composants durcis dans un objectif de haute fiabilité sous contraintes, constituent également une retombée, mais à plus long terme.

Dans ce contexte, nous avons exposé dans ce mémoire la conception et la validation d'un premier banc de tests permettant de mener des campagnes de fiabilité en nombre et en durée, et de façon reproductible. Ce banc s'appuie sur une architecture d'opposition entre deux modules onduleurs à IGBT, cette paire de modules a été doublée pour le premier banc. Elle permet de reproduire, à moindre coût d'exploitation, tout profil de mission, en maintenant l'ensemble des composants sous des contraintes fortes et identiques. Le confinement et l'arrêt d'un module au premier défaut d'un composant actif a constitué la première étape du travail. Les défaillances par défaut de commande (court-circuit de bras par la commande) et les défaillances physiques d'une puce (claquages et désaturation d'un transistor) ont été analysées et ont conduit à la réalisation d'un driver spécifique. Ce driver permet de protéger et de bloquer la cellule au premier défaut sur le courant de désaturation des composants. La caractérisation électrique des composants (pertes) et l'analyse thermique des puces IGBT ($R_{th\ max}$, gradient de température) a permis de dimensionner le refroidissement actif du système ainsi que la régulation des températures de socle des modules. Une régulation de température a ainsi été réalisée sur une plage 80°C – 130°C avec une précision de 1°C pour 200W/module.

En complément au développement de ce premier banc de tests, un système complet de surveillance et d'archivage de données a été conçu. Ce système permet de contrôler en permanence l'ensemble des grandeurs basse fréquence (tension et courant sur le bus, tensions d'alimentation, températures de socle IGBT et d'enveloppe des condensateurs) et de les enregistrer. La surveillance de ces grandeurs permet également d'arrêter le banc si les conditions de test ne sont plus correctement imposées. La détection d'un défaut (court-circuit de bras, maintien à l'ouverture) provoque le stockage d'un historique de ces grandeurs sur les 10 s de fonctionnement qui précèdent le défaut. Le système de supervision a été réalisé par une application Labview™.

Un protocole de caractérisation a également été mis en place en collaboration avec le groupe CIP du LAAS. La caractérisation effectuée au LAAS porte sur les principaux paramètres statiques (tension de seuil, fuite d'anode, ...). Les paramètres dynamiques (charges stockée et durée de vie des porteurs au blocage) sont mesurés au LEEI. Cette caractérisation est effectuée pour trois températures : 25°C, 75°C et 140°C. Les condensateurs électrochimiques sont également caractérisés au niveau de la capacité et de la résistance série (spectromètre + mesure de masse) à 40°C et 80°C en étuve, essais réalisés au LEM.

L'ensemble du dispositif et du protocole ont été évalués sur deux tranches consécutives de 1500h, à $T_{jmax} = 150^{\circ}\text{C}$, 100% de la densité de courant et 75% de la tenue en tension spécifiée. Aucune anomalie de fonctionnement, ni défaut n'est apparu sur la partie puissance du banc ce qui prouve sa bonne conception et son bon dimensionnement. La version logicielle du superviseur a, par contre, dû être modifiée. Aucune dérive ni défaillance n'a été constatée sur les IGBT. Les dispersions initialement mesurées sur les courbes aux trois températures, se retrouvent identiquement à 1500h et 3000h. Ceci traduit d'une part le fait que la contrainte en température n'est pas suffisante et d'autre part que les conditions de mesure sont parfaitement reproductibles. Seuls les condensateurs électrochimiques ont montré une évolution marquée de la résistance série (+40% à 1500h, +10% à 3000h), le vieillissement semble donc se ralentir, par contre la dispersion des valeurs mesurées est plus forte à 3000h.

Cette première phase d'essais va se poursuivre, vraisemblablement à T_{jmax} proche de 170°C . Un second banc de tests dit "B80" est en cours d'étude au LEM et fait l'objet d'une thèse. Ce banc est dédié aux tests de 40 modules (80 puces) regroupés deux à deux par une méthode d'opposition. Outre la conception thermique mixte (échangeur air – eau permettant d'évacuer plus facilement les pertes vers l'extérieur du système), les convertisseurs sont tous montés sur une semelle amovible permettant de caractériser en bloc les modules.

Une autre perspective de ces travaux consiste à examiner l'influence du mode de commutation sur les contraintes thermiques locales et maximales de la puce, et sur sa fiabilité au sens large (évolutions des caractéristiques et dérives, recherche du pouvoir de commutation réel dans le plan $i(v)$). Citons entre autres les modes de commutation suivants : fermeture à fort recouvrement (par une haute température de jonction), ouverture à fort dv/dt , comparativement aux modes suivants : ouverture sous tension nulle (effet snubber en mode ZVS), commutation à basse fréquence (50Hz) et conduction à forte densité de courant.

D'une façon plus générale, le banc de fiabilité qui a fait l'objet de ce travail de thèse est susceptible de répondre à de multiples demandes, que ce soit en collaboration avec des fabricants de composants (évaluations spécifiques sur profils de mission, tests de nouveaux composants) ou en relation avec des "intégrateurs" de composants (tests de modules et drivers, alimentations auxiliaires et composants passifs).

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [Alonso] : “*Modélisation de composants pour la simulation en électronique de puissance – application au GTO et à l’IGBT*”, C. Alonso, thèse de l’INPT, 1994
- [Baliga] : “*Modern power devices*”, B. J ; Baliga, New York, John Wiley & Sons, 1987
- [Bardonnie]: “*Silicon oxide defects in aging of MOS electronic devices*”, Marc de la Bardonnie, Alain Maouad and Pierre Mialhe, Journal of Non-Crystalline Solids, Volume 216, 1 août 1997, Pages 209-212
- [Baudesson] : “*Sûreté de fonctionnement, reconfiguration et marches dégradées des onduleurs multiniveaux à IGBT*”, Philippe Baudesson, thèse de l’INPT, Toulouse, 2000
- [Bernot] : “*Composants de l’électronique de puissance*” , François Bernot, Technique de l’ingénieur volume E, pp E3 960-1 – E3 960-18
- [Blanquart] : “*Fiabilité*”, Paul Blanquart, Jean-Claude Roncin, Technique de l’ingénieur volume E, pp E 1420-2 – E 1420-53
- [Bouzouren] : “*Contribution à l’étude du vieillissement des transistors de puissance bipolaires à grille isolée (IGBT), et au diagnostic des convertisseurs statique*”, Bouzouren, thèse à l’université Claude Bernard, Lyon I, 2000
- [Breit]: “*Partial discharge detection in power modules*”, F. Breit, E. Dutarde, J. Saiz, TH. Lebey, D. Malec, S. Dinculescu, IEEE PESC 2002, source: http://lab-pearl.com/files/Partial_discharge_in_Power_modules.pdf
- [Busseret]: “*Quantitative study of charge trapping in SiO₂ during bipolar Fowler-Nordheim injection*”, C. Busseret, N. Baboux, C. Plossu, S. Burignat, P. Boivin, Journal of Non-Crystalline Solids, N°322, 2003, PP 191-198
- [Calmon2]: “*Estimation of the IGBT Silicon Temperature during Short-Circuit Condition in Order to Determine the Failure Mode*”, F. Calmon, J.P. Chante, A. Sénès, B. Reymond, EPE journal, Vol. 6, N°2, September 1996
- [Carubelli] : “*Experimental Validation of a Thermal Modelling Method dedicated to Multichip Power Modules under Working Conditions*”, S. Carubelli, Z. Khatir, 8th THERMINIC Workshop, 1-4 October 2002, Madrid
- [Chen] : “*Nondestructive RBSOA Characterization of IGBT’s and MCT’s*”, Dan Y. Chen, Fred C. Lee, Grant Carpenter, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.10, N°3, May 1995
- [Chokhawala]: “*Switching Voltage Transient Protection Schemes for High-Current IGBT Modules*”, Rahul S. Chokhawala, Saed Sobhani, IEEE transactions on Industry Applications, Vol. 33, N°6, novembre / décembre 1997
- [Chokhawala2]: “*Gate Drive Considerations for IGBT Modules*”, Rahul S. Chokhawala, Jamie Catt, Brian R. Pelly, IEEE transactions on Industry Applications, Vol. 31, N°3, mai/juin 1995
- [Ciappa]: “*Some Reliability Aspects of IGBT Modules for High-Power Applications*”, Mauro Ciappa, Doctor of technical sciences, Swiss federal institute of technology, Zurich
- [Ciappa1]: “*Selected failure mechanisms of modern power modules*”, Mauro Ciappa, Microelectronics reliability, Vol. 42, issues 4-5, avril/mai 2002, pp. 653-667

- [Ciappa2]: “*Transient stressing and characterization of thin tunnel oxides*”, M.Ciappa, A. Naitana, M. Vanzi, Microelectronics reliability, Vol. 37, issues 10-11, octobre 1997, pp. 1525-1528
- [Concept1]: “Dual SCALE driver 2SD106A”, source: <http://www.IGBT-Driver.com>
- [Concept2]: “Description and Application Manual for SCALE Drivers”, source: <http://www.IGBT-Driver.com>
- [Consoli]: “Effects on the internal Layout on the performance of IGBT power modules”, A. Consoli, F. Gennaro, V. John, T.A. Lipo
- [Coquery]: “*Power module lifetime estimation from chip temperature direct measurement in an automotive traction inverter*” G. Coquery, S. Carubelli, J. P. Ousten, R. Lallemand, F. Lecoq, D. Lhotellier, V. de Viry, Ph. Dupuy, Microelectronics Reliability, Vol. 41, Issues 9-10, septembre-octobre 2001, Pages 1695-1700
- [Coquery2]: “*Failure criteria for long term accelerated power cycling test linked to electrical turn off SOA on IGBT module. A 4000 hours test on 1200A-3300V module with AlSiC base plate*”, G. Coquery, R. Lallemand, Microelectronics reliability, Vol. 40, issues 8-10, août/octobre 2000, pp. 1665-1670
- [Cotorogea]: “*Study of the Short-Circuit Behavior of Homogeneous IGBTs Using Experimental Results and a Physics Based SPICE-Model*”, M. Cotorogea, A.Claudio, J. Aguayo, IEEE 2000
- [Cova]: “*On the effect of power cycling stress on IGBT modules*”, P. Cova, F. Fantini, Microelectronics reliability, Vol. 38, issues 6-8, juin-août 1998, pp. 1347-1352
- [Duong]: “*Etude de l'intégration d'une protection par fusible dans les convertisseurs à IGBT*”, Viet-Son Duong, thèse de l'INPG, Grenoble, 1997
- [Duong2]: “*Short circuit behaviour for PT and NPT IGBT devices – Protection against explosion of the case by fuses*”, S. Duong, S. Raël, C. Schaeffer, J. F. de Palma, EPE'95, vol. 1, pp 1.249-1.254, Seville
- [EEA] : Cours tronc commun “*Informatique industrielle*”, maîtrise EEA, université Paul Sabatier, Toulouse
- [Elmazria]: “*Simulation des effets d'irradiation par électrons sur la tenue de l'IGBT au latch-up*”, Omar Elmazria, Alain Hoffmann, Bernard Lepley, Jean-Pierre Charles, REE N°4, avril 1997
- [Farokhzad]: “*Reliability indicator for lift-off of bond wires in IGBT power modules*”, B. Farokhzad, P. Türkes, E. Wolfgang, K. Goser, Microelectronics reliability, Vol. 36, N° 11/12, 1996, pp. 1863-1866
- [Feral] : “*Modélisation thermique de l'assemblage d'un onduleur*”, Hervé Feral, Rapport de stage de DEA LEEI/EPSILON, 05 septembre 2002
- [Feral1] : “*Electro-Thermal-Fluidic Simulation Approach in Power Electronics*”, H. Feral, J.-P. Fradin, F. Richardeau, P. Ladoux, J. Vallon, PCIM'03, Nuremberg, 20-22 May 2003
- [Feral2] : “*Electro-Thermo-Fluidic Simulation of a complete IGBT modules Packaging, Application to the Transient Stats Simulation of a Low Frequency PWM-VSI*”, H. Feral, J.-P. Fradin, F. Richardeau, P. Ladoux, J. Vallon, EPE'03,Toulouse, 02-04 September 2003
- [Findeisen]: “*Extrapolation of cosmic ray induced failures from test to field conditions for IGBT modules*”, C. Findeisen, E. Herr, M. Schenkel, R. Schlegel, H.R. Zeller,

- [Forest] : “*La méthode d’opposition : une vieille dame rajeunie par les besoins de caractérisation et d’étude des convertisseurs statiques*”, François Forest, Jean-Jacques Huselstein, Frédéric Richardeau, Christophe Turpin, La revue 3Ei. n°31 – décembre 2002, pp 33 - 40
- [Forster] : “*fiabilité fonctionnelle et mécanismes de dégradation des TRIACs soumis aux chocs thermique par di/dt à la fermeture*”, Stéphane Forster, thèse de l’université de Metz, 2001
- [Gigoux] : “*Essai de fiabilité des composants électroniques : limites de la loi d’arrhenius*”, C. Gigoux, Essais industriels, Septembre-Octobre 1999, pp 22 - 25
- [Groeseneken]: “*Hot carrier degradation and time-dependent dielectric breakdown in oxides*”, G. Groeseneken, R. Degraeve, T. Nigam, G. Van den bosch, H. E. Maes, Microelectronic Engineering, Vol. 49, 1999, pp 27-40
- [Gutsmann]: “*Repetitive short circuit behaviour of trench/field stop IGBT*”, B. Gutsmann, P. Kanschä, M. Münzer, M. Pfaffenlehner, T. Laska, PCIM 2003, Nuremberg
- [Hamidi]: “*Reliability and lifetime evaluation of different wire bonding technologies for high power IGBT modules*”, A. Hamidi, N. Beck, K. Thomas, E. Herr, Microelectronics reliability, Vol. 39, issues 6-7, June-July 1999, pp. 1153-1158
- [Herr]: “*Substrate-to-base solder joint reliability in high power IGBT modules*”, E. Herr, T. Frey, R. Schlegel, A. Struck, R. Zehringer, Microelectronics reliability, Vol. 37, N° 10/11, 1997, pp. 1719-1722
- [Huetz] : “*Notions de transfert thermique par convection*”, Jacques Huetz, Jean-Pierre Petit, Technique de l’ingénieur volume A, pp A1 540-1 – A1 540-18
- [Huselstein] : “*Switching characterization of the reverse blocking IGBT’s in a matrix converter structure without diodes*”, Jean-Jacques Huselstein, Hervé Boulant, Christian Glaize, EPE-PEMC 2002, 9-11 September 2002, Cavtat & Dubrovnik, Croatia
- [Iwamoto1] : “*A New 1200V PT IGBT Module using Trench Gate Structure and Local Life Time Control*”, H. Iwamoto, M. Tabata, H. Takahashi, N. Wheeler, E. Thal, EPE 1999, Lausanne
- [Iwamoto2]: “*Turn-off behaviour of epitaxial planar and trench gate IGBTs and nonepitaxial planar gate IGBT under hard and soft switchings*”, H. Iwamoto, H. Kondo, Y. Yu, A. Kawakami, M. Nakaoka, IEE Proceedings Electric Power Applications, vol. 148, N°5, September 2001
- [Iwamoto3]: “*An investigation of Turn-off Performance of Planar and Trench Gate IGBTs under Soft and Hard Switching*”, H. Iwamoto, Hisao Kondo, Satoshi, Jhon F. Donlon, Akira Kawakami, source: <http://www.pwr.com>
- [Jensen] : “*Electronic component reliability*”, Finn Jensen, Wiley, NY 1995
- [Kaczer]: “*Investigation of temperature acceleration of thin oxide time-to-breakdown*”, B. Kaczer, R. Degraeve, N. Pangon, T. Nigam, G. Groeseneken, Microelectronic Engineering, Vol. 48, 1999, pp 47-50
- [Kraus]: “*Design and Analysis of Heat Sinks*”, A.D. Kraus, A. Bar-Cohen , Wiley Corp. 1995.
- [Kraus2]: “*The short-circuit behaviour of IGBT’s based on different technologies*”, A. Kraus, M. Reddig, K. Hoffmann, EPE’95, vol. 1, pp 1.157-1.161, Seville
- [Lahyani1]: “*Surveillance et diagnostic d’état des condensateurs électrolytiques dans les convertisseurs statiques*”, Amine Lahyani, thèse à l’Université Claude Bernard de Lyon, 1998

- [Lahyani2] : “*Failure Prediction of Electrolytic Capacitors During Operation of a Switchmode Power Supply*”, Amine Lahyani, Pascal Venet, Guy Grellet, Pierre-Jean Viverge, IEEE, transactions on Power Electronics, vol. 13, N°6, November 1998
- [Laplante] : “*Real-Time Systems Design and Analysis*”, Phillip A. Laplante, IEEE PRESS, 1992
- [Leclercq] : “*Electronique de puissance : éléments de technologie*”, Jacques Leclercq, Technique de l'ingénieur volume D, pp D3 220-1 – D3 220-22
- [Lefranc]: “*Properties of solders and their fatigue in power modules*”, G. Lefranc, T. Licht, G. Mitic, Microelectronics reliability, Vol. 42, Issues 9-11, September-November 2002, pp. 1641-1646
- [Leturcq] : “*Tenue en tension des semi-conducteurs de puissance*”, Philippe Leturcq, Technique de l'ingénieur volume D, pp D3 104-2 – D3 104-17
- [Li]: “*Energy absorption devices for solid state interruption*”, J. M. Li, X. Tian, D. Lafore, EPE'95, Seville, vol 2, September 1995, pp 2.229-2.234
- [Manca]: “*Reliability aspects of high temperature power MOSFETs*”, J. V. Manca, W. Wondrak, W. Schaper, K. Croes, J. D'Haen, W. De Ceuninck, B. Dieval, H. L. Hartnagel, M. D'Olieslaeger, L. De Schepper, Microelectronics reliability, Vol. 40, 2000, pp. 1679-1682
- [Maouad]: “*Caractérisation de dégradation des IGBT en milieu industriel*”, Alain Maouad, thèse à l'université de Metz
- [Maouad2] : “*Characterization of high-density current stressed IGBT's and simulation with an adapted SPICE sub-circuit*”, A. Maouad, A. Hoffmann, A. Khoury and J. -P. Charles, Microelectronics Reliability, Volume 40, Issue 6, 1 June 2000, Pages 973-979
- [Marcos] : “*Reliability tests on power devices*” J. Marcos, J. M. Lopez Pallas, S. Fernandez-Gomez, “*the 48th Annual Reliability & Maintainability Symposium*”, 2002, site web: www.confabilidad.com/Reportajes/RAMS2002SantiagoFernandez/RAMS2002-RelIGBTs.pdf
- [MIL]: “*Reliability prediction of electronic equipment*”, military handbook 217-F, 2 December 1991, source: site internet du Ministère de la défense Américain <http://www.dscc.dla.mil/>
- [Mitric]: “*Reliability of ALN substrates and their solder joints in IGBT power module*”, G. Mitric, R. Beinert, P. Klofac, H.J. Schultz, G. Lefranc, Microelectronics reliability, Vol. 39, 1999, pp. 1159-1164
- [Mitsu1]: “*General considerations for IGBT and Intelligent power modules*”, source: <http://www.pwr.com>
- [Nichicon] : “*Application guidelines for aluminium electrolytic capacitors*”, nichicon corporation, source: <http://www.nichicon.co.jp/english/lib/aluminium.pdf>
- [Noureddine]: “*Les condensateurs en électronique de puissance : Règles d'utilisation et caractérisation des condensateurs liés Apports des condensateurs céramiques non linéaires*”, Noureddine Aouda, thèse de l'INPT, Toulouse, 1995
- [Petit] : “*Dissipation thermique dans les systèmes électroniques*”, Jean-Pierre Petit, Technique de l'ingénieur volume E, pp E3 952-1 – E3 952-16
- [Rahimo]: “*Freewheeling Diode Reverse-Recovery Failure Modes in IGBT Applications*”, Munaf Rahimo, Noel Y. A. Shammass, IEEE, transactions on Industry Applications, vol. 37, N°2, March/April 2001, pp 661-670

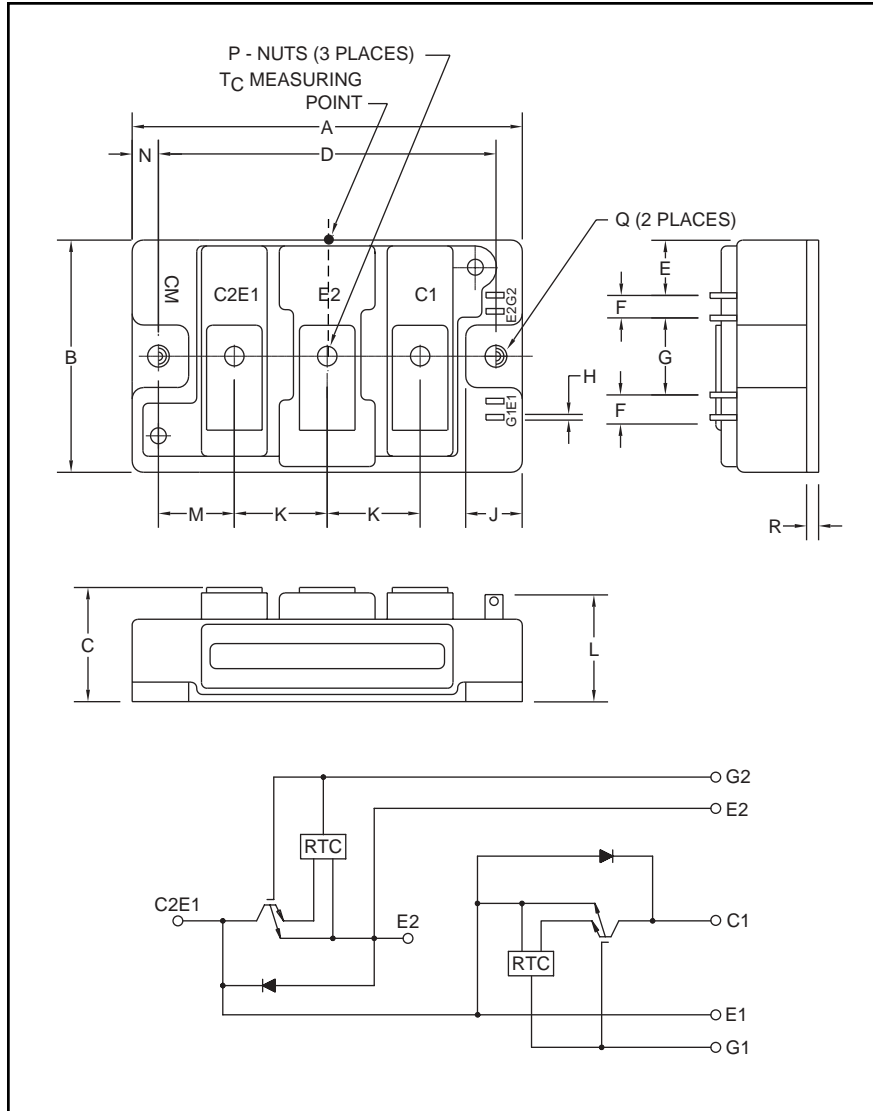
- [Reimann]: “*Active voltage clamping techniques for overvoltage protection of MOS-controlled power transistors*”, T. Reimann, R. Krümmer, J. Petzoldt, EPE’97, Trondheim
- [Richardeau] : “*Problématiques, méthodologies et enjeux de la fiabilité en électronique de puissance*”, F. Richardeau, F. Forest, EPF’2000, Lille, Décembre 2000
- [Rifa1]: “*Electrolytic capacitors 2003-2004*”, source: http://www.evex-rifa.com/electrolytic_cat/peh169.pdf
- [Rifa2]: “*lifetime calculation*”, source: http://www.evex-rifa.com/electrolytic_cat/op_life.pdf
- [Rifa3]: “*Life-limiting factors in electrolytic capacitors*”, Evex-Rifa, source: http://www.evex-rifa.com/technote_pdf/electrolytic_life_factors.pdf
- [Saint-eve]: “*Influence de cycle de courts-circuits sur la durée de vie de composant semi-conducteurs de puissance*”, F. Saint-Eve, S. Lefebvre, P. Dang, JC Fauzières, Z. Khatir, EPF 2002, Montpellier, pp. 167 172
- [Schütze]: “*Further Improvements in the reliability of IGBT module*”, Thomas Schütze, Hermann Berg, Martin Hierholzer, IEEE IAS 1998, source: http://www.eupec.com/p/e/pdf/ed_ias1998.pdf
- [Sematech]: “*Semiconductor Device Reliability Failure Mode*”, International Sematech Reliability Technology Advisory Board, May 31, 2000
- [Shammas]: “*Effects of temperature, forward current, and commutating di/dt on the reverse recovery behaviour of fast power diodes*”, Noel Y. A. Shammas, Munaf Rahimo, P. T. Hoban, EPE’95, Seville, vol 1, September 1995, pp 1.577-1.582
- [Trivedi]: “*Parasitic Extraction Methodology for Insulated Gate Bipolar Transistors*”, Malay Trivedi, Krishna Shenai, IEEE transactions on Power Electronics, Vol. 15, N°4, July 2000
- [Vallon]: “*Converter Topology for Reliability Test Bench Dedicated to PWM Inverters*”, J. Vallon, F. Richardeau, H. Feral, Y. Cheron, F. Forest, J.J. Huselstein, C. Joubert, EPE’03, Toulouse
- [Vernet1]: “*Design of a smart electrolytic capacitor circuit*”, P. Venet, F. Perisse, G. Grellet, Y. Zitouni, CEGELY – Université Claude Bernard de Lyon
- [Villemeur] : “*Sûreté de fonctionnement des systèmes industriels*”, Alain Villemeur, Collection DER EDF, 1988
- [Wondrak] : “*Physical limits and lifetime limitations of semiconductor devices at high temperature*”, W. Wondrak, Microelectronics reliability, Vol. 39, issues 6-7, June-July 1999, pp. 1113-1120
- [Xing]: “*Extraction of Parasitics within Wire-Bond IGBT Modules*”, Kun Xing, Fred C. Lee, Dusan Borojevic, Virginia Power Electronics Center, The Bradley Department of Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University
- [Ye]: “*Failure modes and FEM analysis of power electronic packaging*”, Hua Ye, Minghui Lin, Cemal Basaran, Finite Elements in Analysis and design, Vol. 38, Issue 7, May 2002, pp.601-612
- [Zeller]: “*Cosmic ray induced failures in high power semiconductor devices*”, H. R. Zeller, Microelectronics reliability, Vol. 37, N° 10/11, 1997, pp. 1711-1718
- [Zwingelstein] : “*Diagnostic des défaillances*”, Gilles Zwingelstein, 1995

ANNEXES

Annexe I:

Datasheet du module Mitsubishi

Trench Gate Design Dual IGBTMOD™ 75 Amperes/600 Volts



Outline Drawing and Circuit Diagram

Dimensions	Inches	Millimeters
A	3.70	94.0
B	1.89	48.0
C	1.18 +0.04/-0.02	30.0 +1.0/-0.5
D	3.15±0.01	80.0±0.25
E	0.43	11.0
F	0.16	4.0
G	0.71	18.0
H	0.02	0.5

Dimensions	Inches	Millimeters
J	0.53	13.5
K	0.91	23.0
L	1.13	28.7
M	0.67	17.0
N	0.28	7.0
P	M6.5	M6.5
Q	0.26 Dia.	6.5 Dia.
R	0.16	4.0



Description:

Powerex IGBTMOD™ Modules are designed for use in switching applications. Each module consists of two IGBT Transistors in a half-bridge configuration with each transistor having a reverse-connected super-fast recovery free-wheel diode. All components and interconnects are isolated from the heat sinking baseplate, offering simplified system assembly and thermal management.

Features:

- ☐ Low Drive Power
- ☐ Low $V_{CE(sat)}$
- ☐ Discrete Super-Fast Recovery Free-Wheel Diode
- ☐ Isolated Baseplate for Easy Heat Sinking

Applications:

- ☐ AC Motor Control
- ☐ UPS
- ☐ Battery Powered Supplies

Ordering Information:

Example: Select the complete module number you desire from the table - i.e. CM75DU-12F is a 600V (V_{CES}), 75 Ampere Dual IGBTMOD™ Power Module.

Type	Current Rating Amperes	V_{CES} Volts (x 50)
CM	75	12

CM75DU-12F

Trench Gate Design Dual IGBTMOD™

75 Amperes/600 Volts

Absolute Maximum Ratings, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Ratings	Symbol	CM75DU-12F	Units
Junction Temperature	T_j	-40 to 150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-40 to 125	$^\circ\text{C}$
Collector-Emitter Voltage (G-E SHORT)	V_{CES}	600	Volts
Gate-Emitter Voltage (C-E SHORT)	V_{GES}	± 20	Volts
Collector Current ($T_c = 25^\circ\text{C}$)	I_C	75	Amperes
Peak Collector Current	I_{CM}	150*	Amperes
Emitter Current** ($T_c = 25^\circ\text{C}$)	I_E	75	Amperes
Peak Emitter Current**	I_{EM}	150*	Amperes
Maximum Collector Dissipation ($T_c = 25^\circ\text{C}$, $T_j \leq 150^\circ\text{C}$)	P_C	290	Watts
Mounting Torque, M5 Main Terminal	–	31	in-lb
Mounting Torque, M6 Mounting	–	40	in-lb
Weight	–	310	Grams
Isolation Voltage (Main Terminal to Baseplate, AC 1 min.)	V_{iso}	2500	Volts

Static Electrical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Collector-Cutoff Current	I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}$, $V_{GE} = 0\text{V}$	–	–	1	mA
Gate Leakage Current	I_{GES}	$V_{GE} = V_{GES}$, $V_{CE} = 0\text{V}$	–	–	20	μA
Gate-Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(th)}$	$I_C = 7.5\text{mA}$, $V_{CE} = 10\text{V}$	5	6	7	Volts
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 75\text{A}$, $V_{GE} = 15\text{V}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$	–	1.6	2.2	Volts
		$I_C = 75\text{A}$, $V_{GE} = 15\text{V}$, $T_j = 125^\circ\text{C}$	–	1.6	–	Volts
Total Gate Charge	Q_G	$V_{CC} = 300\text{V}$, $I_C = 75\text{A}$, $V_{GE} = 15\text{V}$	–	465	–	nC
Emitter-Collector Voltage**	V_{EC}	$I_E = 75\text{A}$, $V_{GE} = 0\text{V}$	–	–	2.6	Volts

* Pulse width and repetition rate should be such that the device junction temperature (T_j) does not exceed $T_{j(max)}$ rating.

** Represents characteristics of the anti-parallel, emitter-to-collector free-wheel diode (FWDi).

CM75DU-12F
Trench Gate Design Dual IGBTMOD™
75 Amperes/600 Volts

Dynamic Electrical Characteristics, $T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics		Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Input Capacitance		C _{ies}	V _{CE} = 10V, V _{GE} = 0V	—	—	20	nf
Output Capacitance		C _{oes}		—	—	1.4	nf
Reverse Transfer Capacitance		C _{res}		—	—	0.75	nf
Inductive	Turn-on Delay Time	t _{d(on)}	V _{CC} = 300V, I _C = 75A,	—	—	100	ns
Load	Rise Time	t _r	V _{GE1} = V _{GE2} = 15V,	—	—	80	ns
Switch	Turn-off Delay Time	t _{d(off)}	R _G = 8.3Ω,	—	—	300	ns
Times	Fall Time	t _f	Inductive Load	—	—	250	ns
Diode Reverse Recovery Time**		t _{rr}	Switching Operation	—	—	150	ns
Diode Reverse Recovery Charge**		Q _{rr}	I _E = 75A	—	1.4	—	μC

Thermal and Mechanical Characteristics, $T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{th(j-c)Q}$	Per IGBT 1/2 Module, T_C Reference Point per Outline Drawing	—		0.43	$^{\circ}\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{th(j-c)D}$	Per FWDi 1/2 Module, T_C Reference Point per Outline Drawing	—	—	0.9	$^{\circ}\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{th(j-c)'Q}$	Per IGBT 1/2 Module, T_C Reference Point Under Chip	—	0.29		$^{\circ}\text{C/W}$
Contact Thermal Resistance	$R_{th(c-f)}$	Per Module, Thermal Grease Applied	—	0.055	—	$^{\circ}\text{C/W}$

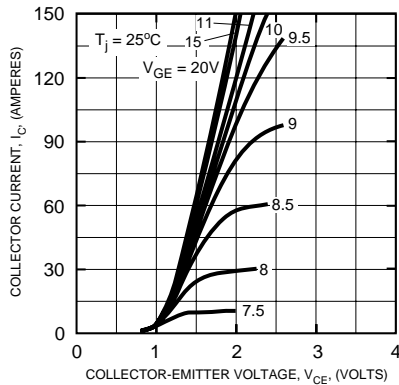
** Represents characteristics of the anti-parallel, emitter-to-collector free-wheel diode (FWDi).

CM75DU-12F

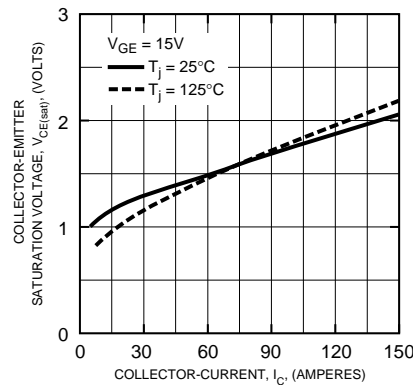
Trench Gate Design Dual IGBTMOD™

75 Amperes/600 Volts

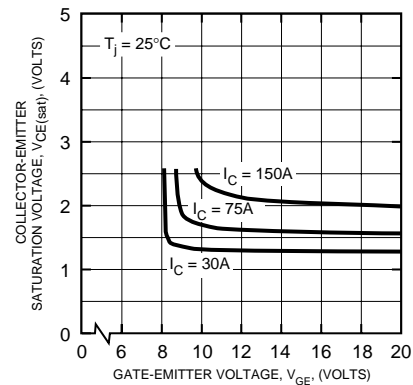
OUTPUT CHARACTERISTICS
(TYPICAL)



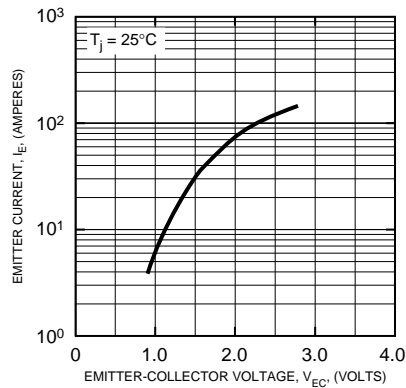
COLLECTOR-EMITTER
SATURATION VOLTAGE CHARACTERISTICS
(TYPICAL)



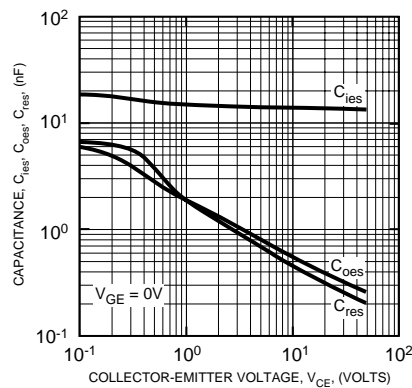
COLLECTOR-EMITTER
SATURATION VOLTAGE CHARACTERISTICS
(TYPICAL)



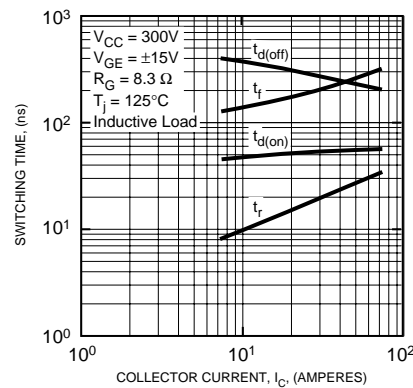
FREE-WHEEL DIODE
FORWARD CHARACTERISTICS
(TYPICAL)



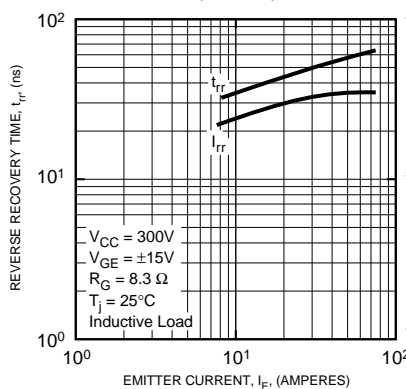
CAPACITANCE VS. V_{CE}
(TYPICAL)



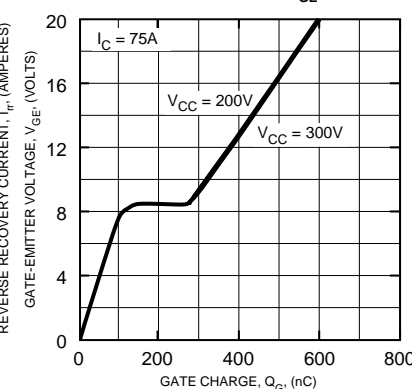
HALF-BRIDGE
SWITCHING CHARACTERISTICS
(TYPICAL)



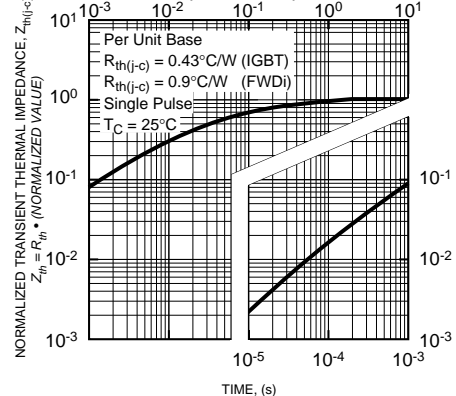
REVERSE RECOVERY CHARACTERISTICS
(TYPICAL)



GATE CHARGE, V_{GE}

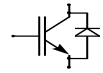


TRANSIENT THERMAL
IMPEDANCE CHARACTERISTICS
(IGBT & FWDI)



Annexe II:

Datasheet du module Eupec

**Höchstzulässige Werte / Maximum rated values****Elektrische Eigenschaften / Electrical properties**

Kollektor-Emitter-Sperrspannung collector-emitter voltage		V_{CES}	600	V
Kollektor-Dauergleichstrom DC-collector current	$T_c = 80^\circ\text{C}$	$I_{C,nom.}$	50	A
	$T_c = 25^\circ\text{C}$	I_C	75	A
Periodischer Kollektor Spitzenstrom repetitive peak collector current	$t_p = 1\text{ms}, T_c = 80^\circ\text{C}$	I_{CRM}	100	A
Gesamt-Verlustleistung total power dissipation	$T_c = 25^\circ\text{C}$, Transistor	P_{tot}	280	W
Gate-Emitter-Spitzenspannung gate-emitter peak voltage		V_{GES}	+/- 20V	V
Dauergleichstrom DC forward current		I_F	50	A
Periodischer Spitzenstrom repetitive peak forw. current	$t_p = 1\text{ms}$	I_{FRM}	100	A
Grenzlastintegral der Diode I^2t - value, Diode	$V_R = 0\text{V}, t_p = 10\text{ms}, T_{vj} = 125^\circ\text{C}$	I^2t	450	A^2s
Isolations-Prüfspannung insulation test voltage	RMS, $f = 50\text{Hz}, t = 1\text{min.}$	V_{ISOL}	2,5	kV

Charakteristische Werte / Characteristic values**Transistor / Transistor**

			min.	typ.	max.	
Kollektor-Emitter Sättigungsspannung collector-emitter saturation voltage	$I_C = 50\text{A}, V_{GE} = 15\text{V}, T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	$V_{CE\text{ sat}}$	-	1,95	2,45	V
	$I_C = 50\text{A}, V_{GE} = 15\text{V}, T_{vj} = 125^\circ\text{C}$		-	2,20	-	V
Gate-Schwellenspannung gate threshold voltage	$I_C = 1,0\text{mA}, V_{CE} = V_{GE}, T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	$V_{GE(th)}$	4,5	5,5	6,5	V
Eingangskapazität input capacitance	$f = 1\text{MHz}, T_{vj} = 25^\circ\text{C}, V_{CE} = 25\text{V}, V_{GE} = 0\text{V}$	C_{ies}	-	2,2	-	nF
Rückwirkungskapazität reverse transfer capacitance	$f = 1\text{MHz}, T_{vj} = 25^\circ\text{C}, V_{CE} = 25\text{V}, V_{GE} = 0\text{V}$	C_{res}	-	0,2	-	nF
Kollektor-Emitter Reststrom collector-emitter cut-off current	$V_{CE} = 600\text{V}, V_{GE} = 0\text{V}, T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	I_{CES}	-	1	500	μA
	$V_{CE} = 600\text{V}, V_{GE} = 0\text{V}, T_{vj} = 125^\circ\text{C}$		-	1	-	mA
Gate-Emitter Reststrom gate-emitter leakage current	$V_{CE} = 0\text{V}, V_{GE} = 20\text{V}, T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	I_{GES}	-	-	400	nA

prepared by: Andreas Vetter

date of publication: 2000-04-26

approved by: Michael Hornkamp

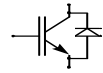
revision: 1

Technische Information / Technical Information

IGBT-Module
IGBT-Modules

BSM 50 GB 60 DLC

eupec



Charakteristische Werte / Characteristic values

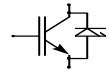
Transistor / Transistor

			min.	typ.	max.	
Einschaltverzögerungszeit (ind. Last) turn on delay time (inductive load)	$I_C = 50A, V_{CC} = 300V$	$t_{d,on}$	-	40	-	ns
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 2,7\Omega, T_{vj} = 25^\circ C$					
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 2,7\Omega, T_{vj} = 125^\circ C$					
Anstiegszeit (induktive Last) rise time (inductive load)	$I_C = 50A, V_{CC} = 300V$	t_r	-	9	-	ns
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 2,7\Omega, T_{vj} = 25^\circ C$					
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 2,7\Omega, T_{vj} = 125^\circ C$					
Abschaltverzögerungszeit (ind. Last) turn off delay time (inductive load)	$I_C = 50A, V_{CC} = 300V$	$t_{d,off}$	-	120	-	ns
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 2,7\Omega, T_{vj} = 25^\circ C$					
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 2,7\Omega, T_{vj} = 125^\circ C$					
Fallzeit (induktive Last) fall time (inductive load)	$I_C = 50A, V_{CC} = 300V$	t_f	-	12	-	ns
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 2,7\Omega, T_{vj} = 25^\circ C$					
	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 2,7\Omega, T_{vj} = 125^\circ C$					
Einschaltverlustenergie pro Puls turn-on energy loss per pulse	$I_C = 50A, V_{CC} = 300V, V_{GE} = 15V$ $R_G = 2,7\Omega, T_{vj} = 125^\circ C, L_\sigma = 35nH$	E_{on}	-	0,5	-	mJ
Abschaltverlustenergie pro Puls turn-off energy loss per pulse	$I_C = 50A, V_{CC} = 300V, V_{GE} = 15V$ $R_G = 2,7\Omega, T_{vj} = 125^\circ C, L_\sigma = 35nH$	E_{off}	-	1,0	-	mJ
Kurzschlußverhalten SC Data	$t_p \leq 10\mu sec, V_{GE} \leq 15V$ $T_{vj} \leq 125^\circ C, V_{CC} = 360V, V_{CEmax} = V_{CES} - L_{\sigma CE} \cdot di/dt$	I_{SC}	-	225	-	A
Modulinduktivität stray inductance module		$L_{\sigma CE}$	-	40	-	nH
Modul-Leitungswiderstand, Anschlüsse - Chip lead resistance, terminals - chip	$T_c = 25^\circ C$	R_{CC+EE}	-	1,2	-	mΩ

Charakteristische Werte / Characteristic values

Diode / Diode

			min.	typ.	max.	
Durchlaßspannung forward voltage	$I_F = 50A, V_{GE} = 0V, T_{vj} = 25^\circ C$	V_F	-	1,25	1,6	V
	$I_F = 50A, V_{GE} = 0V, T_{vj} = 125^\circ C$		-	1,20	-	V
Rückstromspitze peak reverse recovery current	$I_F = 50A, -di_F/dt = 2900A/\mu sec$	I_{RM}	-	88	-	A
	$V_R = 300V, V_{GE} = -10V, T_{vj} = 25^\circ C$					
	$V_R = 300V, V_{GE} = -10V, T_{vj} = 125^\circ C$					
Sperrverzögerungsladung recovered charge	$I_F = 50A, -di_F/dt = 2900A/\mu sec$	Q_r	-	3,4	-	μC
	$V_R = 300V, V_{GE} = -10V, T_{vj} = 25^\circ C$					
	$V_R = 300V, V_{GE} = -10V, T_{vj} = 125^\circ C$					
Abschaltenergie pro Puls reverse recovery energy	$I_F = 50A, -di_F/dt = 2900A/\mu sec$	E_{rec}	-	-	-	mJ
	$V_R = 300V, V_{GE} = -10V, T_{vj} = 25^\circ C$					
	$V_R = 300V, V_{GE} = -10V, T_{vj} = 125^\circ C$					



Thermische Eigenschaften / Thermal properties

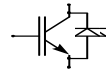
			min.	typ.	max.	
Innerer Wärmewiderstand thermal resistance, junction to case	Transistor / transistor, DC Diode / diode, DC	R_{thJC}	-	-	0,44	K/W
			-	-	0,80	K/W
Übergangs-Wärmewiderstand thermal resistance, case to heatsink	pro Modul / per module $\lambda_{Paste} = 1W/m^2K$ / $\lambda_{grease} = 1W/m^2K$	R_{thCK}	-	0,03	-	K/W
Höchstzulässige Sperrschichttemperatur maximum junction temperature		T_{vj}	-	-	150	°C
Betriebstemperatur operation temperature		T_{op}	-40	-	125	°C
Lagertemperatur storage temperature		T_{stg}	-40	-	125	°C

Mechanische Eigenschaften / Mechanical properties

Gehäuse, siehe Anlage case, see appendix					
Innere Isolation internal insulation				Al_2O_3	
Kriechstrecke creepage insulation				15	mm
Luftstrecke clearance				8,5	mm
CTI comperative tracking index				275	
Anzugsdrehmoment für mech. Befestigung mounting torque	Schraube M6 screw M6	M1	-15	5 +15	Nm %
Gewicht weight		G		180	g

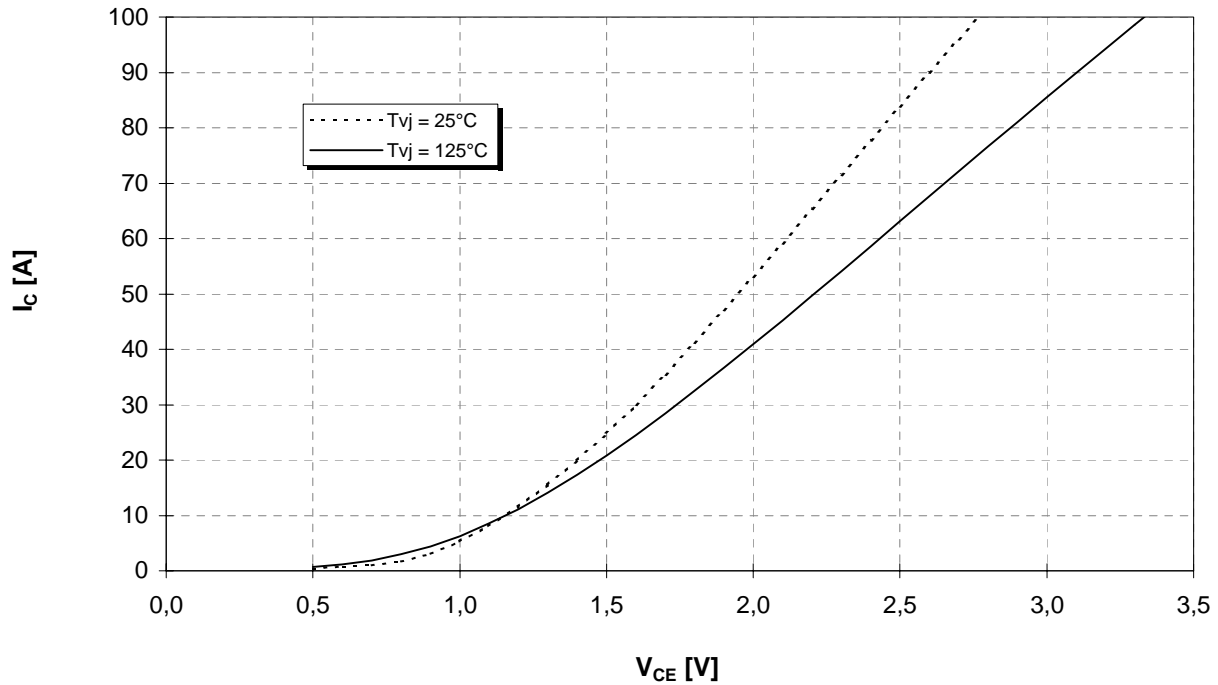
Mit dieser technischen Information werden Halbleiterbauelemente spezifiziert, jedoch keine Eigenschaften zugesichert. Sie gilt in Verbindung mit den zugehörigen Technischen Erläuterungen.

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. It is valid in combination with the belonging technical notes.



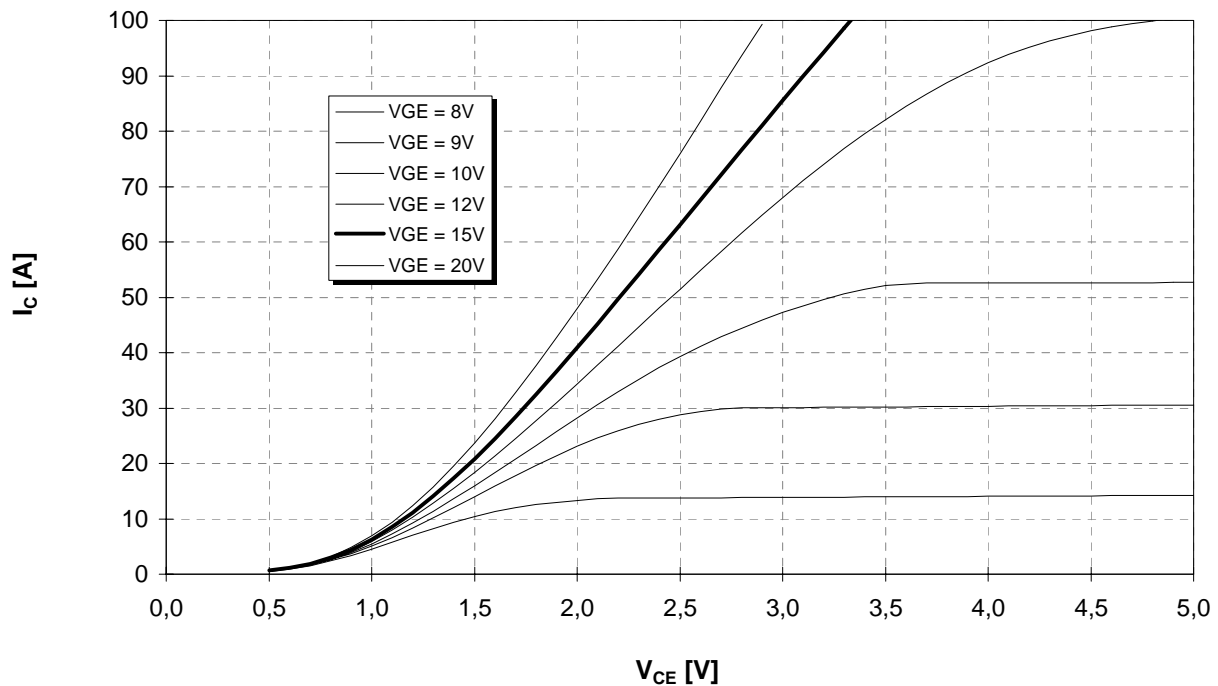
Ausgangskennlinie (typisch)
Output characteristic (typical)

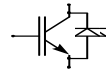
$I_C = f(V_{CE})$
 $V_{GE} = 15V$



Ausgangskennlinienfeld (typisch)
Output characteristic (typical)

$I_C = f(V_{CE})$
 $T_{vj} = 125^\circ C$

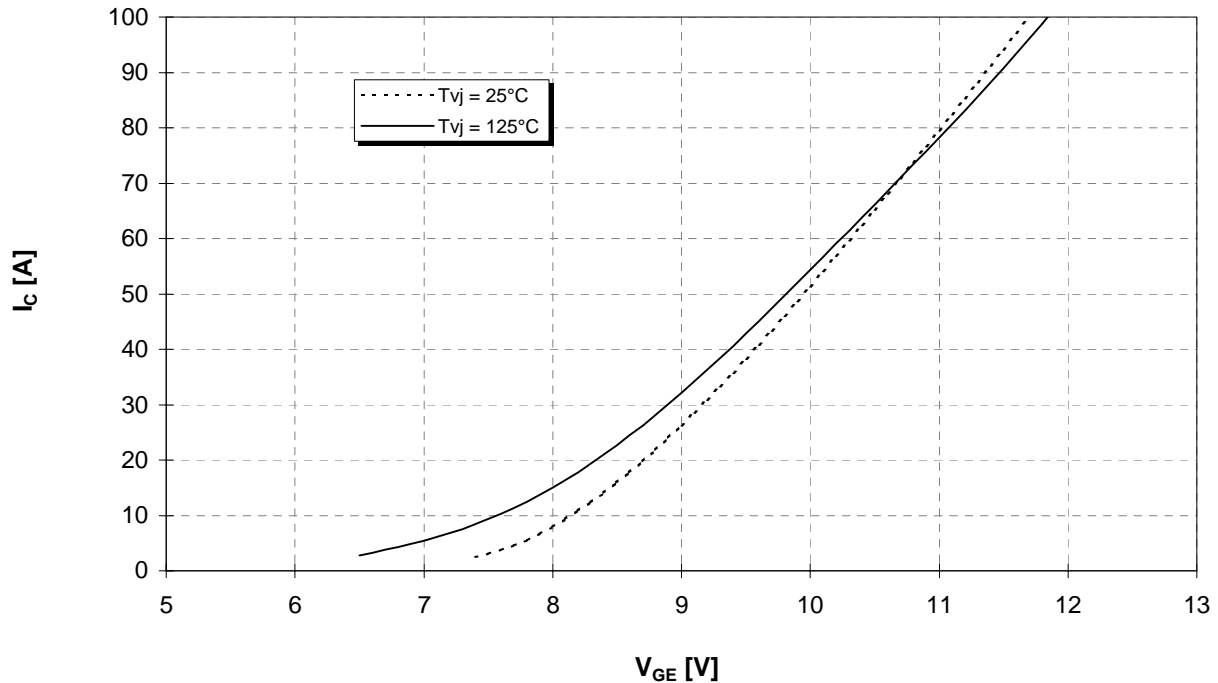




Übertragungscharakteristik (typisch)
Transfer characteristic (typical)

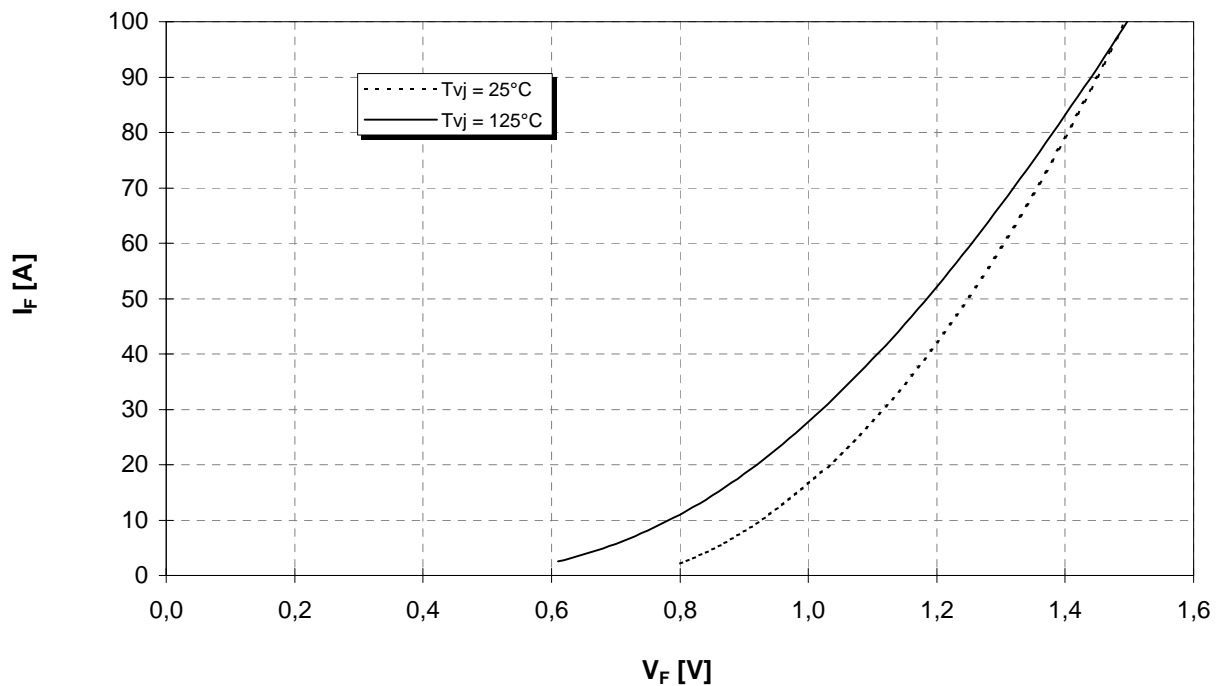
$$I_C = f(V_{GE})$$

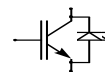
$V_{CE} = 20V$



Durchlaßkennlinie der Inversdiode (typisch)
Forward characteristic of inverse diode (typical)

$$I_F = f(V_F)$$

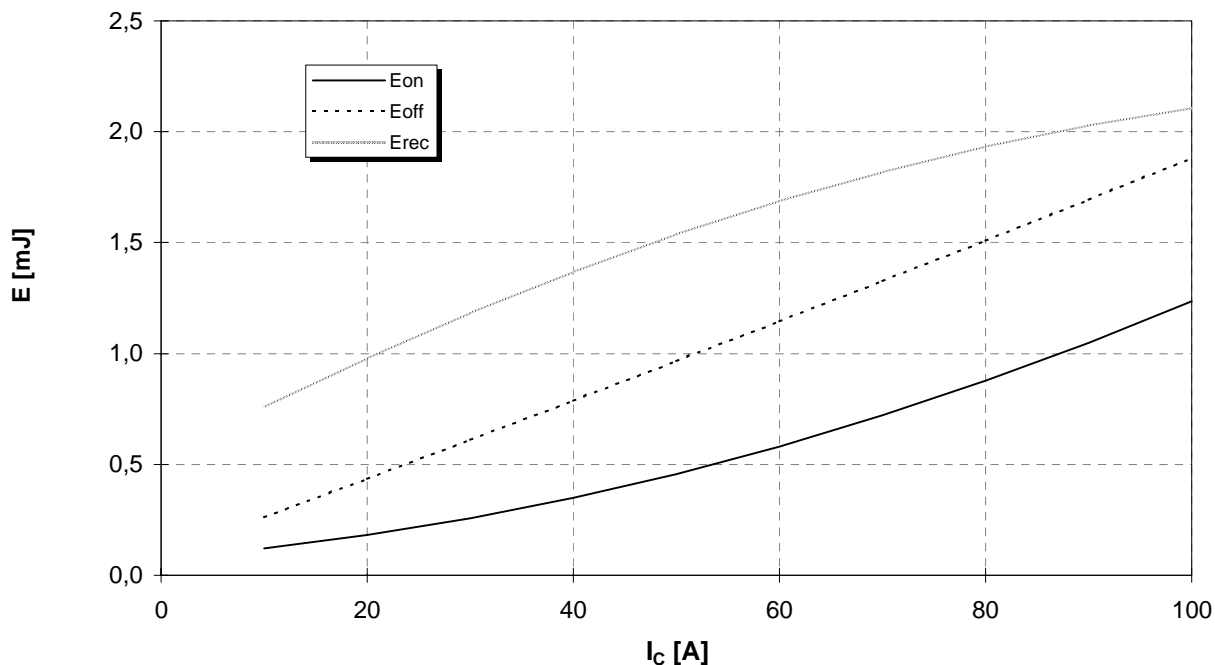




Schaltverluste (typisch)
Switching losses (typical)

$$E_{on} = f(I_C), E_{off} = f(I_C), E_{rec} = f(I_C)$$

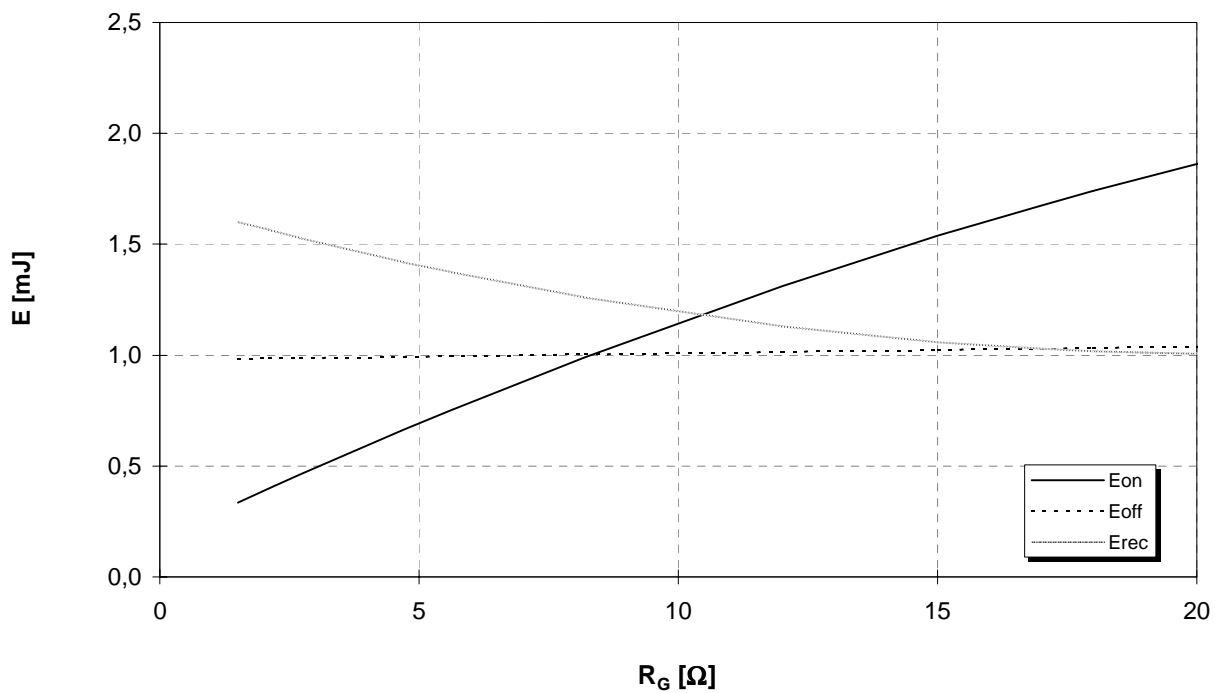
$$R_{G,on} = 2,7\Omega, R_{G,off} = 2,7\Omega, V_{CC} = 300V, T_{vj} = 125^\circ C$$

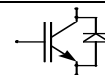


Schaltverluste (typisch)
Switching losses (typical)

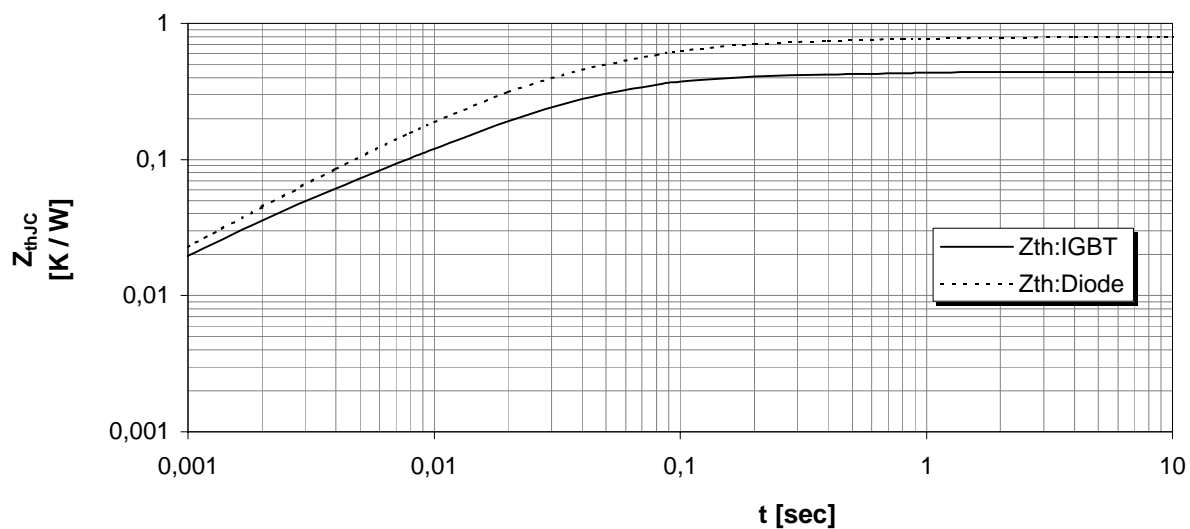
$$E_{on} = f(R_G), E_{off} = f(R_G), E_{rec} = f(R_G)$$

$$I_C = 50A, V_{CC} = 300V, T_{vj} = 125^\circ C$$




Transienter Wärmewiderstand
Transient thermal impedance

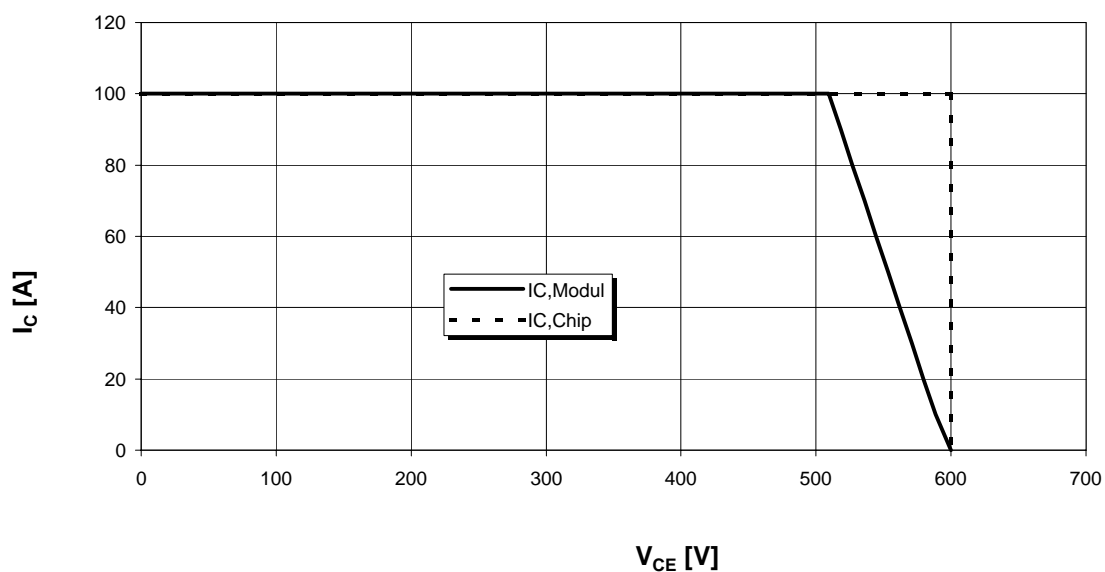
$$Z_{thJC} = f(t)$$

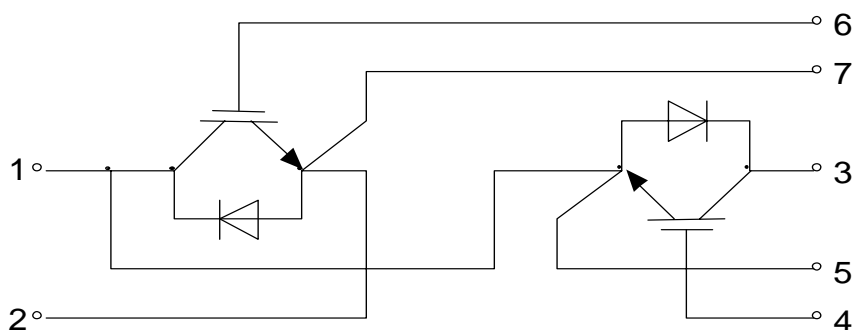
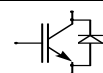


i	1	2	3	4
r_i [K/kW] : IGBT	18,6	230,6	155,1	35,7
τ_i [sec] : IGBT	0,0018	0,0240	0,0651	0,6626
r_i [K/kW] : Diode	281,9	270,4	169,8	77,9
τ_i [sec] : Diode	0,0487	0,0169	0,1069	0,9115

Sicherer Arbeitsbereich (RBSOA)
Reverse bias safe operation area (RBSOA)

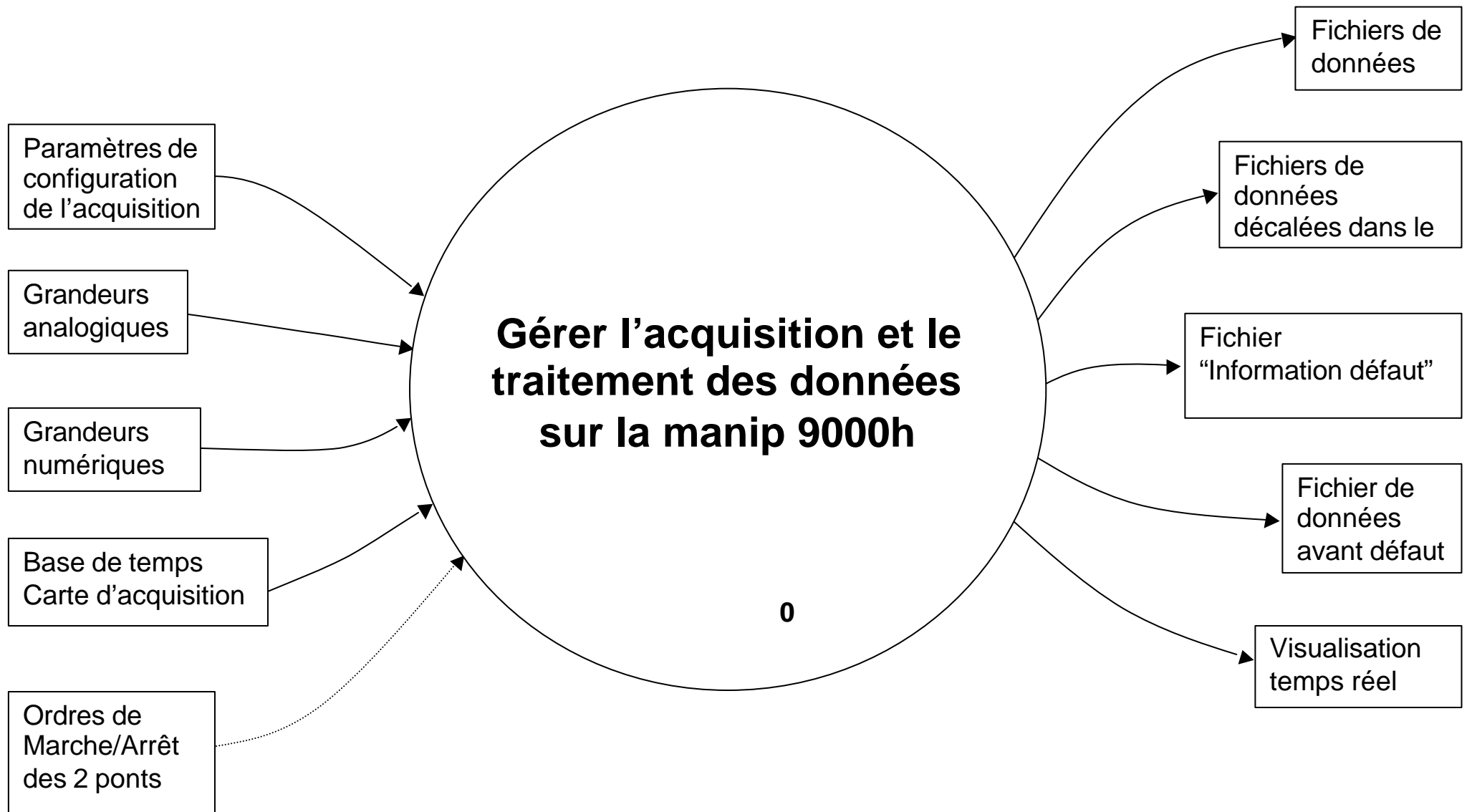
$$V_{GE} = +15V, R_{G,off} = 2,7\Omega, T_V = 125^\circ C$$

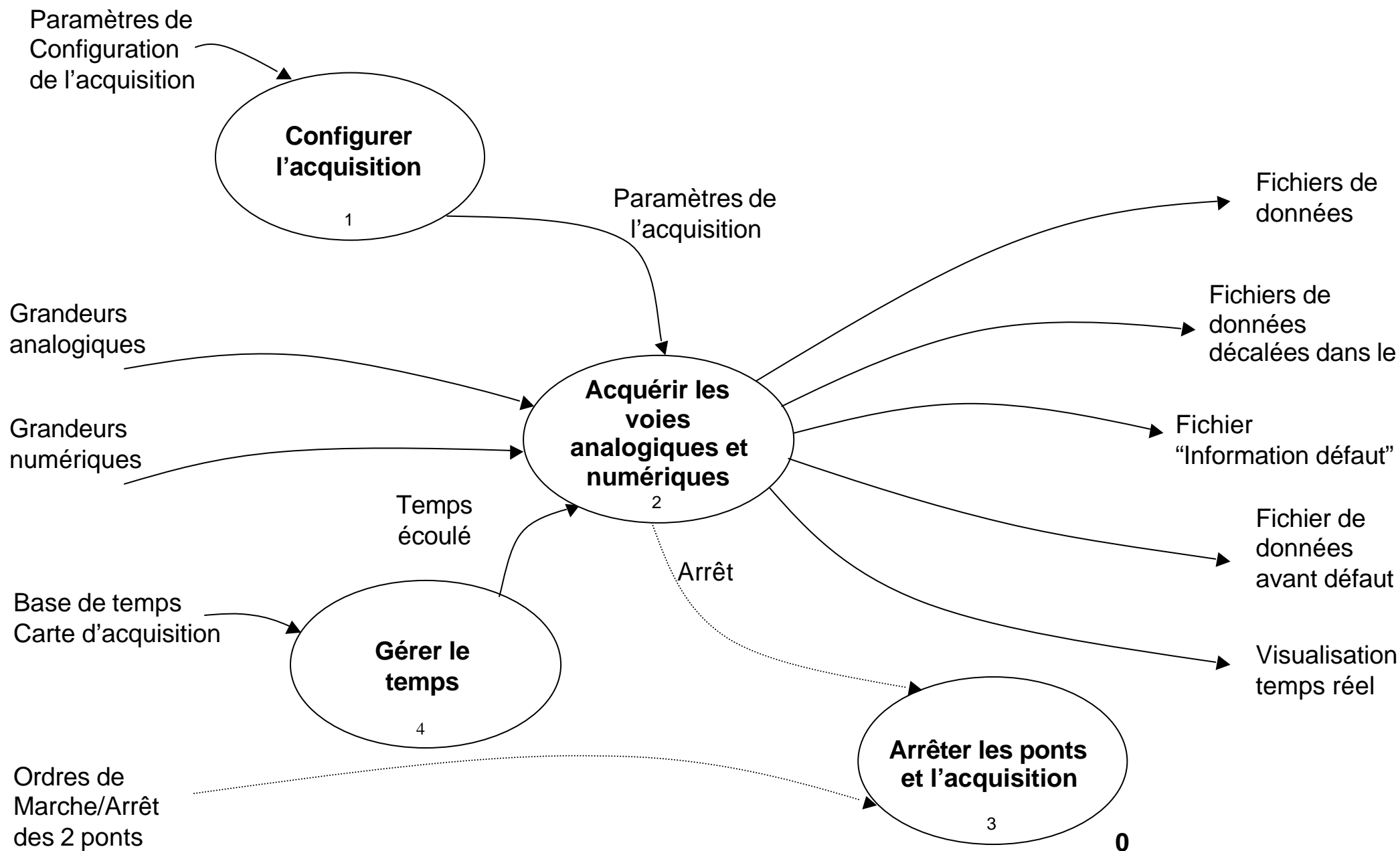


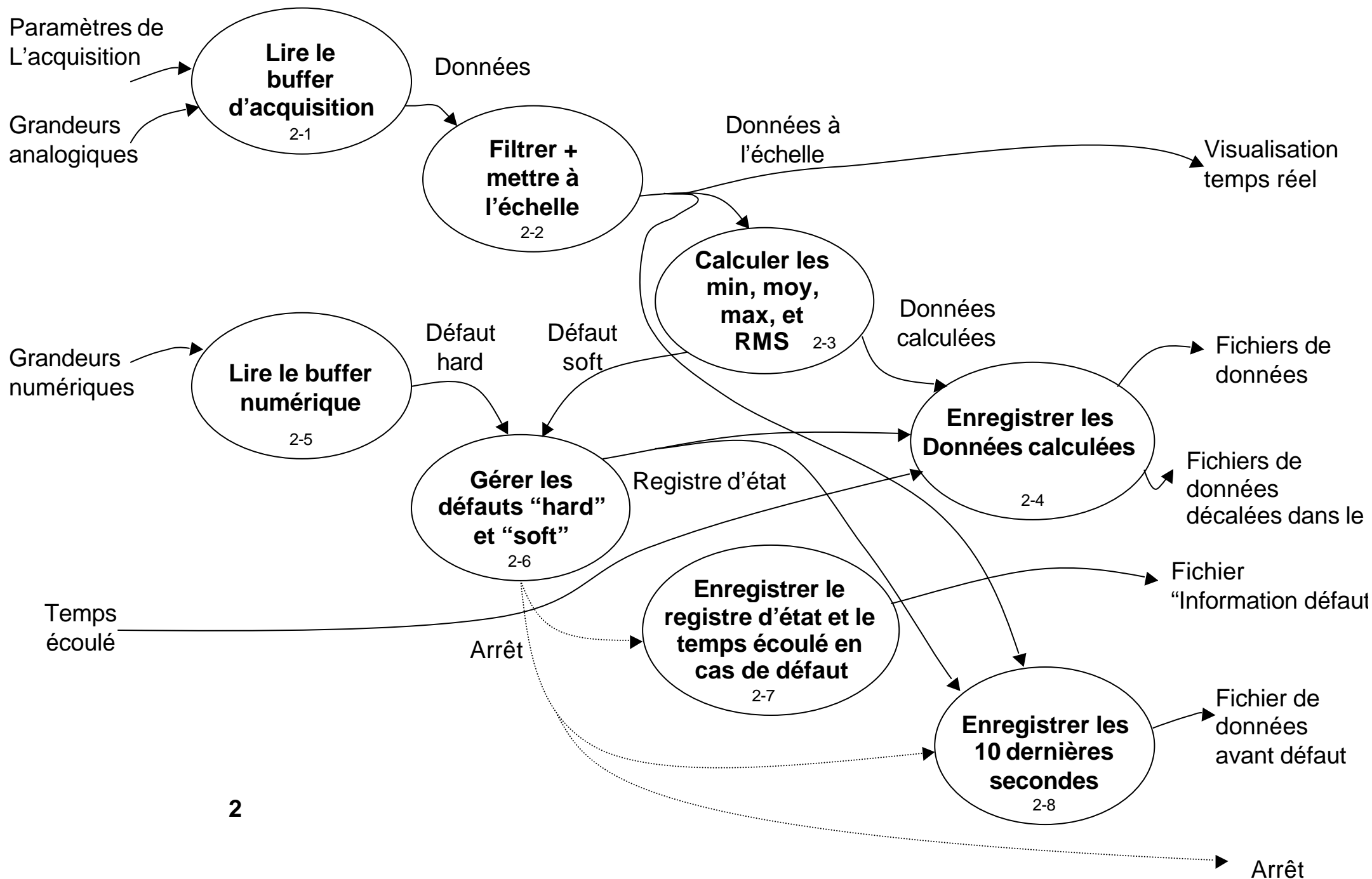


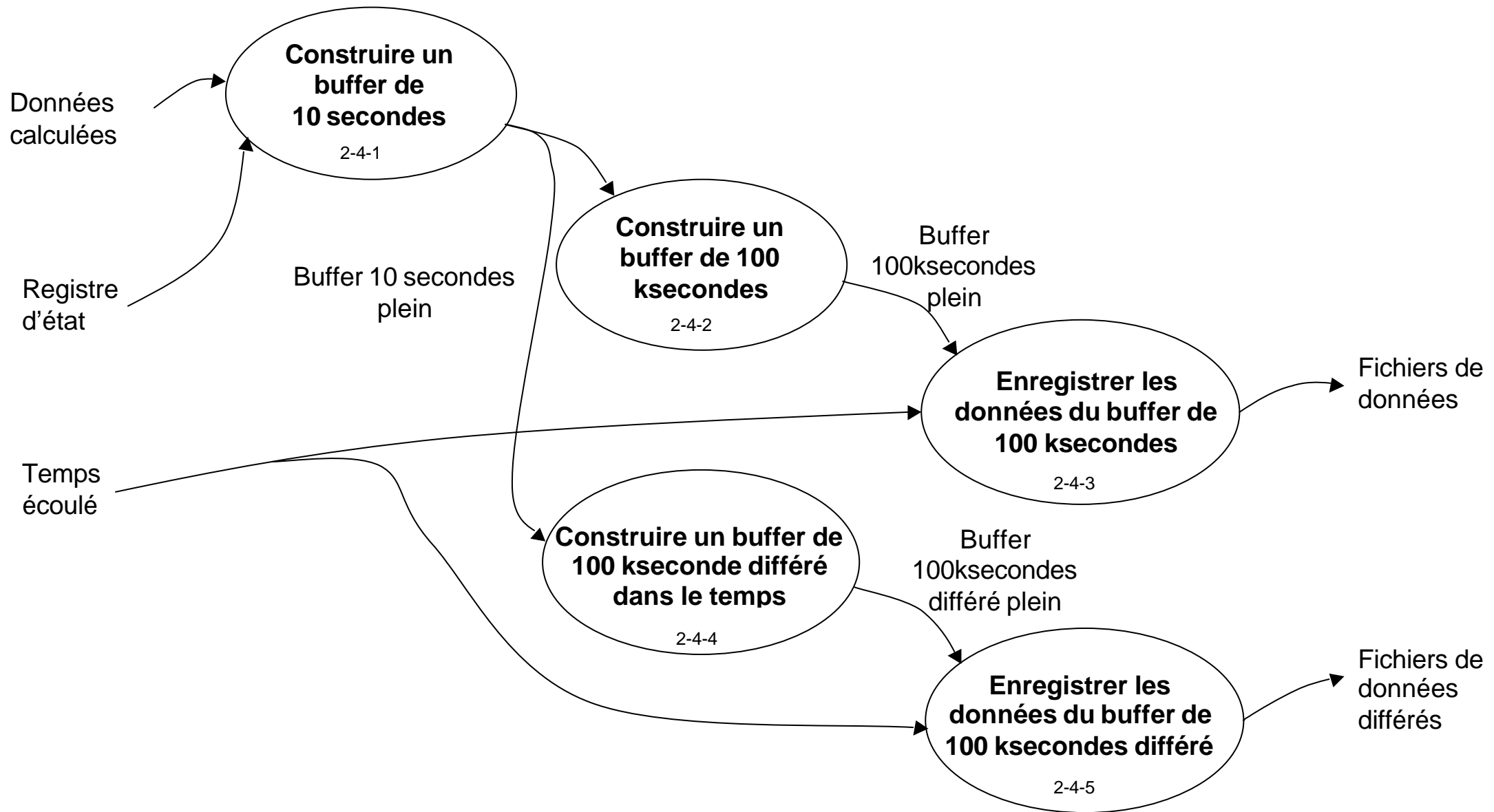
Annexe III

Diagramme de flot de données de l'application développée sous LabView









1 Configurer l'acquisition : Utilisation des différents paramètres de l'acquisition (fréquence d'acquisition, nombre d'échantillons lu simultanément, ...) pour construire une trame de données correspondant à un tableau dont le nombre de colonnes correspond au nombre de voie et le nombre de ligne correspond au nombre d'échantillons lus simultanément.

3 Arrêter les ponts et l'acquisition : Arrêt des ponts en cas de défaut « soft » (dépassement de tension bus, dépassement de tension sur les auxiliaires, ...) et arrêt de l'acquisition sous Labview.


4 Gérer le temps : Génération d'une base de temps à partir de la fréquence réel d'acquisition. Cette gestion permet de connaître le temps d'utilisation exact de la manip et de redémarrer le comptage du temps lors du redémarrage de la manip (temps réel de fonctionnement du module)

2-1 Lire le buffer d'acquisition : Extrait les données du buffer de l'acquisition analogique (mémoire) afin quelles soient traitées.

2-2 Filtrer + mettre à l'échelle : Permet, à partir des données issues de l'acquisition, d'effectuer un filtrage numérique et une mise à l'échelle pour chaque voie. Les facteurs d'échelles sont implantés dans le VI.

2-3 Calculer les min, moy, max, et RMS : Lors de cette étape, le maximum, la moyenne, le minimum sont calculées pour toutes les voies. Les valeurs RMS sont calculées pour les grandeurs électriques. Ci-dessous, un tableau récapitulatif des calculs effectués lors de cette étape.

	Grandeurs	Max	Moy	RMS	Min		Grandeurs	Max	Moy	RMS	Min
Carte D'acquisition N°1	T IGBT 1 pont1					Carte d'acquisition N°2	T IGBT 1 pont2				
	T IGBT 2 pont1						T IGBT 2 pont2				
	T condensateur 1 pont1						T condensateur 1 pont2				
	T condensateur 2 pont1						T condensateur 2 pont2				
	T condensateur 3 pont1						T condensateur 3 pont2				
	T condensateur 4 pont1						T condensateur 4 pont2				
	I inter-bras pont 1						I inter-bras pont 2				
	I bus pont 1						I bus pont 2				
	+15V						V bus				
	-15 V						+15V driver				
	+5 V										

 : Valeur calculée

2-4 Enregistrer les valeurs remarquables : Sauvegarde des valeurs remarquables pour chaque voie (cité ci-dessus) au format binaire (single), sous la forme d'un tableau. Ces sauvegardes s'effectuent tout au long du fonctionnement des ponts (pendant 10000h) et nous permettrons d'effectuer un monitoring de la manip à distances (sur un autre ordinateur au LEEI ou au LEM). Le système de fichier établi pour ces sauvegardes est présenté plus loin. Le premier sous-échantillonnage (période d'échantillonnage de 10^6 -4s → 10s) est effectué pendant cette étape.

2-5 Lire le buffer numérique : extrait les données du buffer de l'acquisition numérique (mémoire) afin quelles soient traitées.

2-6 Gérer les défauts hard et soft : Génère un ordre d'arrêt si il y a apparition d'un « défaut soft » ou d'un défaut issu de la manip (défaut court-circuit d'un IGBT, défaut par manque de courant, dépassement de température de semelle des IGBT). Un registre d'état est en permanence remis à jour et peut, le cas échéant, être sauvegardé en cas de défaut.

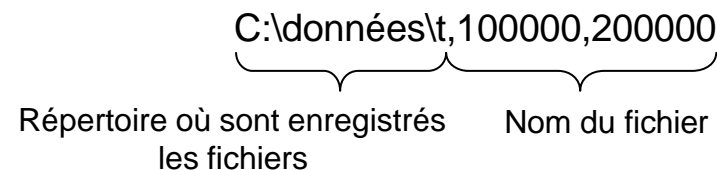
2-7 Enregistrer le registre d'état et le temps écoulé en cas de défaut : Enregistrement du registre d'état lorsqu'un défaut apparaît. Cet enregistrement permettra de déterminer la cause du défaut.

2-8 Enregistrer les 10 dernières secondes : Enregistrement de toutes les voies, à la fréquence d'échantillonnage la plus élevée (15000 échantillons/seconde), lors de l'apparition d'un défaut. Cette enregistrement, complété par la sauvegarde du registre d'état, permettra d'effectuer un diagnostic de ce qui s'est passé sur la manip avant le défaut.

2-4-3 Enregistrer les données du buffer de 100 ksecondes : Enregistrement des données sur une durée de 100ksecondes (27 heures et 42 minutes) avec une période d'échantillonnage de 10 secondes sur le disque dur du PC. Le nom des fichiers de sauvegarde est construit à partir du temps au début de l'enregistrement et du temps écoulé à la fin de l'enregistrement.

Exemple :

Pour un enregistrement à partir de $t = 100000s$ et jusqu'à $t = 200000s$, le nom du fichier sera :

`C:\données\t,100000,200000`

Répertoire où sont enregistrés les fichiers Nom du fichier

Ces fichiers ne sont lisibles qu'à partir d'un VI développé sous Labview.

2-4-3 Enregistrer les données du buffer de 100 ksecondes différé : Même chose que plus haut à par que les fichiers n'ont pas les mêmes noms et ne sont par enregistrés dans le même répertoire.